10 ELETRÔNICA RÁDIO E TV

SUMÁRIO

10ª LIÇÃO TEÓRICA

AMPLIFICAÇÃO DE POTÊNCIA E AMPLIFICADORES

AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA
- Saída simples
- Amplificação classe A
- Etapas de saída duplas

AMPLIFICADORES
- Emprego do amplificador de áudio
- Amplificação para reprodução radiofônica

10ª LIÇÃO PRÁTICA

INVERSORES DE FASE E AMPLIFICADORES

- Inversores por transformador
- Inversor sem transistor
- Inversor com transistor

AMPLIFICADORES COMERCIAIS
- Amplificador de saída para receptores transistorizados
- Amplificador de saída para radiofones

10ª LIÇÃO ESPECIAL

POLARIZAÇÃO E ESTABILIDADE DOS TRANSISTORES

Polarização
Fatores de estabilidade
Técnica de polarização circuito misto
Compensação de polarização
Influência da polarização na amplificação de CA

INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO - TV
10ª LIÇÃO TEÓRICA
AMPLIFICAÇÃO DE POTÊNCIA E AMPLIFICADORES

Introdução

Encarecemos, repetidas vezes, a necessidade de se elevar o nível do sinal elétrico até o valor adequado à finalidade a que se destina. Fizemos a distinção entre a amplificação de tensão e a amplificação de potência. No primeiro caso, interessa-nos, exclusivamente, o valor da tensão. É o que acontece, por exemplo, quando, partindo de um sinal bastante fraco produzido por um fonocaptador ou um microfone, elevamo-lo a alguns Volts, que serão introduzidos na entrada de um amplificador de potência. Admitindo-se que a entrada deste último amplificador seja a base de um transistor, podemos entender que o que interessa é a tensão, porque, sendo a impedância de entrada (base) muito elevada, ela absorverá pouquíssima potência. Mas, se ligarmos, na saída do amplificador, por exemplo, um alto-falante, o problema se modificará, porque o alto-falante, que é a carga, necessita de potência relativamente alta para movimentar o ar e produzir as ondas sonoras. É imperioso, portanto, que o amplificador que tenha o alto-falante como carga possa libertar a potência necessária. Como potência é o produto de tensão por corrente, conclui-se que o amplificador deve ter uma dessas duas grandezas (ou ambas) elevada. No caso de transistores, a tensão pode ser baixa, porque esses componentes admitem corrente de coletor mais alta (centenas de miliampères). Portanto, a tensão na saída é grande em comparação com os amplificadores de tensão, e dizemos que se trata de **amplificadores de grandes sinais** ou de **potência**. Como afirmamos em aula anterior, conceitualmente não há distinção nítida entre amplificar tensão ou potência, mas o método de encarar o problema é diferente, porque, devido ao caráter não linear das características dos transistores, não se pode mais aplicar a hipótese simplificadora de que a excursão do ponto de trabalho se dá sobre uma reta, nem a de que o fator de amplificação e a resistência de coletor são constantes.

Assim, aquelas fórmulas para o cálculo do ganho, que apresentamos na aula anterior, deixam de ser válidas. O problema da amplificação de potência é resolvido por métodos gráficos.

A amplificação de potência, como já vimos, pode ser dividida em classes, as quais passamos a analisar, resumidamente.

I - Saída simples

Por saída simples, classificamos os amplificadores que utilizam apenas um transistor como amplificador de potência.

Amplificação classe A

Sabemos que, na amplificação classe A, circula corrente pelo coletor do transistor, em qualquer momento. Seu emprego em rádios transistorizados é bastante restrito, exatamente pelo fato de consumir corrente, mesmo quando não há sinal na entrada, corrente essa retirada inutilmente da fonte, que geralmente é uma bateria (pilhas).

Na **figura 1**, representamos um estágio de potência utilizando transistor, também chamado estágio de saída, porque é o último elo entre a entrada e o transdutor de saída.
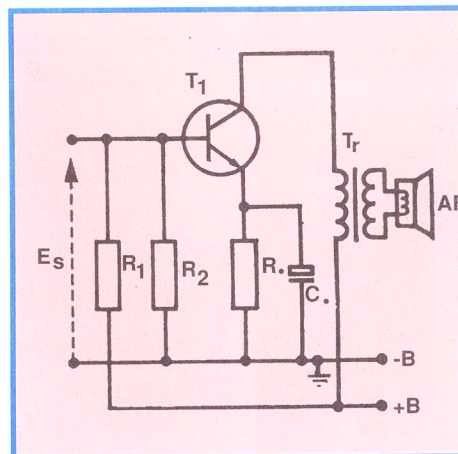
Figura 1 - Estágio de saída com um único transistor.

Nessa figura, representamos a carga do transistor como sendo um transformador. Na prática, é assim que se faz a transferência do sinal do amplificador para a carga - alto-falante, no caso - pelos seguintes motivos:

a) Porque o transformador é um dispositivo de grande eficiência e consome uma parcela muito pequena da energia fornecida pelo transistor.

b) Porque o transformador permite adaptar a impedância baixa do alto-falante à impedância relativamente elevada do coletor do transistor.

Para finalizar este item, devemos acrescentar que as etapas de saída simples, como amplificadoras de áudio, somente podem funcionar em classe A, porque, se o transistor deixar de conduzir em algum momento, ou seja, cortar alguma parte do sinal de entrada, haverá grande deformação.

II - Etapas de saída duplas

Para obter maior potência de saída nos amplificadores, podemos utilizar transistores ligados **em paralelo** ou em **disposição simétrica**, também chamada de **contrafase** ou "**push-pull**" (lê-se como está escrito). Dizemos que a etapa é de saída dupla, porque ela exige, no mínimo, dois transistores.

As etapas de saída duplas, principalmente a "push-pull", apresentam uma série de vantagens sobre a saída simples, porém seu custo é mais elevado, devido ao maior número de componentes utilizados e às características específicas de cada um.

a) Associação em paralelo

Neste tipo de associação, utilizamos dois ou mais dispositivos amplificadores (transistores) com seus terminais ligados em paralelo, ou seja, coletor com coletor, base com base e emissor com emissor. Na **figura 2**, representamos uma etapa de saída em paralelo, utilizando dois transistores, enquanto que na **figura 3** ilustramos uma montagem deste circuito para que o aluno se famialiarize com a disposição dos componentes em uma placa.

As principais características que apresenta a montagem em paralelo são:

1) A potência de saída da associação é o dobro daquela que forneceria um único transistor, como era de se esperar.

2) A "resistência de carga" do conjunto passa a ser a metade do valor
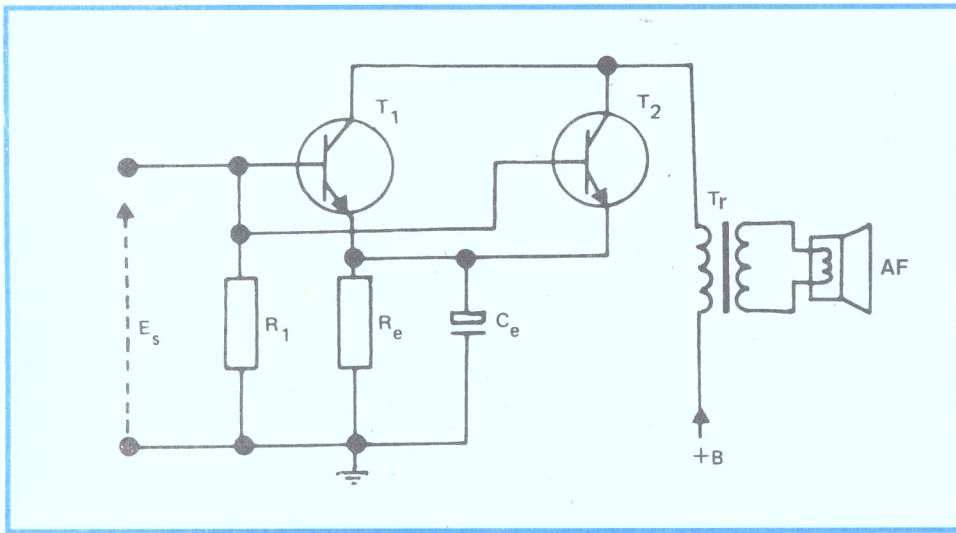
Figura 2 - Estágio de saída com dois transistores em paralelo.
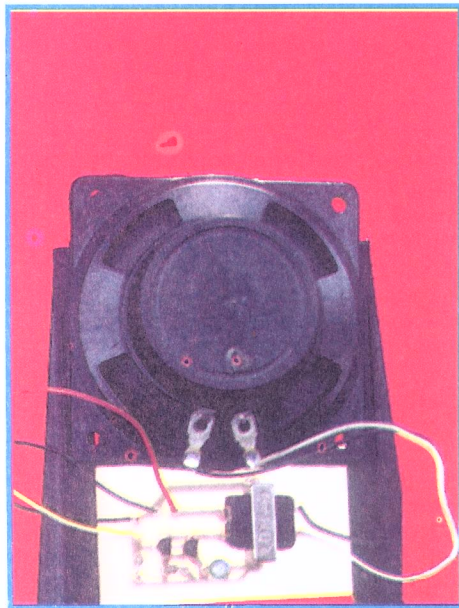
Figura 3 - Placa para orientação da disposição dos componentes da figura anterior.

que corresponde a um único transistor. Em consequência, o transformador de saída deve ter a metade da impedância do primário recomendada para um só transistor.

3) O resistor de emissor também deve ter a metade do valor que se usaria com um transistor e o dobro da potência de dissipação. Isto também era de se esperar, porque, passando por ele o dobro da corrente de um único transistor, é preciso que tenha a metade do valor ôhmico, para produzir a queda de tensão necessária à polarização de um transistor.

4) A tensão de entrada (sinal) é a mesma que a requerida por um só transistor. Isto também era de se esperar, porque, não havendo passagem de corrente pelo resistor de base, não há necessidade de se modificar a tensão de entrada, uma vez que os dois transistores requerem a mesma tensão.

Todas as características expostas acima se referem ao circuito externo do transistor. Internamente, poderíamos comparar os dois transistores ligados em paralelo a um único que tivesse fator de amplificação igual ao dobro de cada um, resistência de coletor igual à metade da resistência de um único e potência de dissipação igual ao dobro de um só.

A associação em paralelo não é muito utilizada na prática, porque, tendo-se dois transistores iguais, pode-se ligá-los em contrafase, com muitas vantagens sobre a associação em paralelo, como vamos analisar.

b) Associação em contrafase ("push-pull") classe A

Na **figura 4**, apresentamos o circuito típico de um amplificador transistorizado, operando em "push-pull" classe A. Temos o transformador de entrada chamado de impulsor ou "driver" (lê-se: "dráiver"), que efetua o casamento da impedância do circuito de entrada com a impedância de base do transistor; o transformador de saída que adapta a impedância da carga com a do coletor dos transistores; o resistor de emissor e os resistores R_{b1} e R_{b2}, de polarização de corrente contínua da base.

A etapa de saída transistorizada em classe A não é muito usada, porque como vimos anteriormente, a corrente de repouso circula permanentemente, quer o sinal esteja sendo aplicado ou não, e reduz a vida útil da bateria. Além disso o rendimento teórico da amplificação em classe A é de 50%, o que significa que, quando o amplificador está produzindo 1 W de potência de saída (música), está gastando também um Watt em aquecimento.

As vantagens da montagem em contrafase são:

1ª) Potência de saída muito maior do que a proporcionada por um único transistor ou pela montagem de dois transistores em paralelo;

2ª) Eliminação da distorção devida aos harmônicos pares;

3ª) Melhor resposta nas freqüências baixas, em conseqüência da não saturação do núcleo;

4ª) Eliminação (teórica) do capacitor de desacoplamento de emissor.

c) Associação em contrafase em classe B

Este é o tipo de associação vantajosa para se operar com alimentação por baterias, porque não há consumo de corrente em ausência de sinal. Esta é uma das razões por que é a preferida em amplificadores transistorizados.

Em classe B, as bases são polarizadas de tal modo que não haja

Figura 4 - Estágio de saída operando em "push-pull" classe A.

corrente em ausência de sinal, isto é, que os dois transistores estejam polarizados no corte. O rendimento do amplificador transistorizado classe B pode atingir o máximo teórico de 78,5%, que é bem superior aos 50% que proporciona a montagem em classe A.

Na **figura 5**, apresentamos o circuito completo de um amplificador contrafásico em classe B, apenas para o aluno notar que é idêntico ao em classe A da figura 4. Chamamos a atenção para o fato de não se poder classificar o amplificador simplesmente pela inspeção do circuito.

O transistor T_1 é o excitador que amplifica o sinal em tensão, e os transistores T_2 e T_3 são os de saída, ou seja, os amplificadores de potência. O transformador Tr_1 é o "driver" e o Tr_2, o de saída. Os resistores R_{b1} e R_{b2} polarizam a base de T_1 , e R_{b3} e R_{b4} polarizam os transistores de saída.

Teoricamente, os transistores de saída deveriam ser polarizados no corte, de modo que não houvesse condução de corrente pelo coletor, em ausência de sinal. Entretanto, em assim fazendo, irá aparecer distorção quando o sinal de entrada tiver nível baixo (baixo volume). Isto acontece porque a transferência de corrente (amplificação) dos transistores é mais baixa para as pequenas correntes. Para diminuir essa distorção, polarizam-se os transistores, de modo que circule uma pequena corrente, o que significa que, **para pequenos sinais**, os transistores trabalham em classe A.

A distorção devida à menor amplificação dos transistores para pequena corrente de base é chamada de **distorção por transição, distorção cruzada** ou **"cross-over distortion"**, expressão inglesa que significa "distorção cruzada".

Graficamente, podemos dizer que a causa da distorção cruzada é o achatamento da curva de transferência, isto é, da tensão de base X (versus) corrente de coletor, como está mostrado na **figura 6**, onde representamos as curvas para os dois transistores.

Figura 5 - Amplificador "push-pull" classe B.
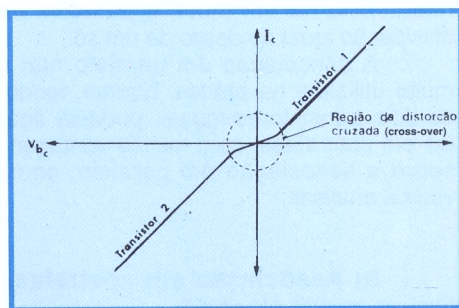
Figura 6 - Representação gráfica da distorção cruzada (cross-over).

d) Associação em contrafase com terminação simples

Com o uso de transistores como amplificadores de potência, é possível aproveitar as vantagens da operação em classe B, sem utilizar o transformador de saída. Tal método de amplificação recebe o nome de **amplificação com terminação simples**.

Na **figura 7**, mostramos um circuito típico de amplificador de terminação simples. Nota-se que os transistores de saída estão em série para a corrente contínua, mas em paralelo para o sinal alternado.

A carga - alto-falante - é ligada entre a união dos dois transistores (coletor de T_3 e emissor de T_2, em nossa figura) e o centro da fonte de alimentação. Considerando os transistores **perfeitamente iguais** e as fontes de CC também, pode-se concluir que pela carga não circulará corrente contínua, não havendo perigo para o alto-falante.

É possível utilizar o mesmo circuito, empregando-se uma só fonte de alimentação. Neste caso, deriva-se o alto-falante para terra, como mostramos na **figura 8**. Usando-se bateria única, **não há equilíbrio de tensão entre o ponto de união dos transistores e a massa**; portanto é necessário utilizar um capacitor, para bloquear a corrente contínua. Uma vez que por ele passa também a corrente de sinal, sua capacitância deve ser bastante elevada, para que não haja atenuação das freqüências baixas da faixa de áudio.

O amplificador de terminação simples foi largamente utilizado para amplificação de pequena e grande potência, devido à economia que se consegue pela supressão do transformador de saída aliada à eliminação da distorção inerente a esse componente.
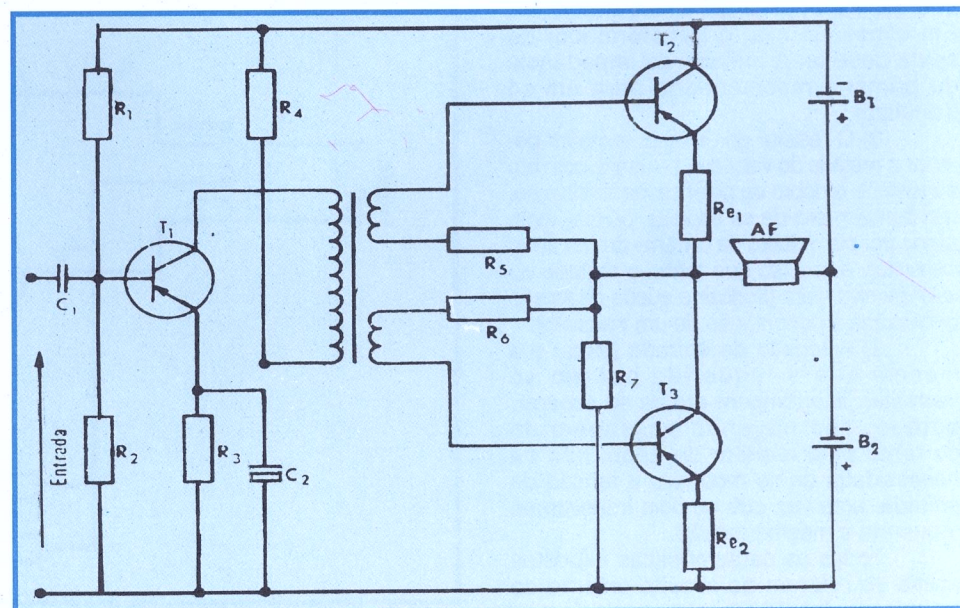
Figura 7 - Amplificador de terminação simples.
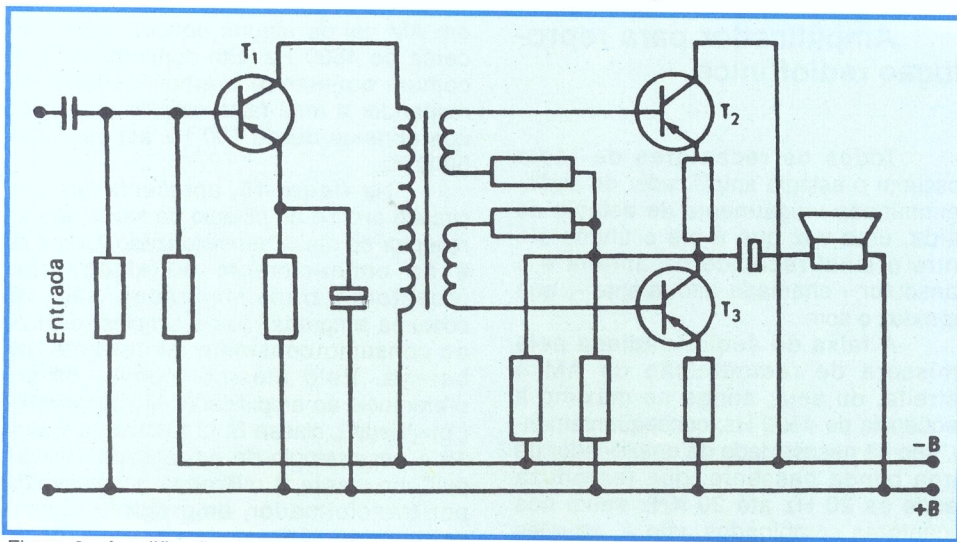
Figura 8 - Amplificador de terminação simples empregando uma única fonte de alimentação.

e) Amplificador por simetria complementar

O aluno tem notado que todos os amplificadores em contrafase que mostramos até aqui necessitam de um estágio de excitação que inverta o sinal ou, em outras palavras, que transforme o sinal único do estágio anterior em dois outros, com a mesma característica de freqüência, mas de fases invertidas, já que um dos dispositivos amplificadores (transistor) eleva o sinal em um sentido, e o outro, no sentido contrário.

Com o emprego de um par de transistores chamado **complementar**, isto é, **que tenha características iguais e simétricas**, pode-se eliminar também o estágio inversor de fase. O par complementar consta de dois transistores, sendo um do tipo PNP e outro do tipo NPN. Esses dois transistores, como o aluno sabe, funcionam de maneira inversa. Assim, a tensão positiva na base do NPN faz com que a corrente de coletor aumente, contrariamente ao que acontece com o PNP.

Na **figura 9**, representamos, esquematicamente, a ligação de dois transistores em "push-pull" por simetria complementar; enquanto que na **figura 10**, ilustramos uma possível disposição dos componentes, em uma montagem.

A carga - alto-falante, no caso - é ligada entre a união dos emissores dos dois transistores e a união das fontes. Como já explicamos, sendo os transistores iguais e as fontes também, **a diferença de potencial entre a união dos emissores e a união das baterias é nula** e, assim sendo, não há passagem de corrente contínua pela carga.

Admitamos que os dois transistores estejam polarizados no **corte**. Então, quando se aplica um sinal alternado na entrada, que está ligada em paralelo, o semiciclo **positivo** tira o transistor NPN do corte, fazendo com que
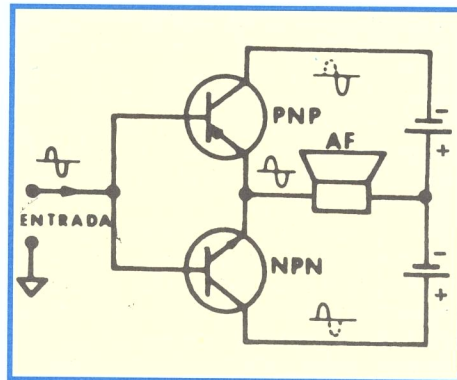
Figura 9 - Associação de dois transistores em contrafase por simetria complementar.
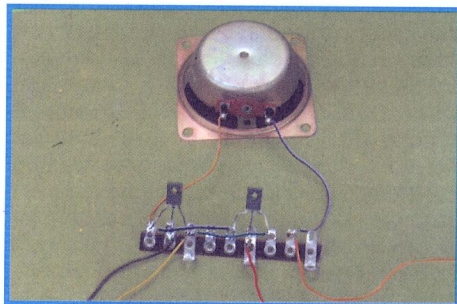
Figura 10 - Ilustração de uma possível montagem da figura anterior.

ele conduza, reforçando assim, o corte do transistor PNP. No semiciclo negativo, o transistor PNP passa a conduzir, e o NPN vai para o corte. Como resultado, cada transistor amplifica **somente a metade** de cada ciclo, e as duas metades juntam-se na carga, para reproduzir o ciclo total.

Pode-se fazer o circuito funcionar com apenas uma bateria, derivando-se o alto-falante para o terminal negativo, como mostramos na **figura 11**, e intercalando-se um capacitor para bloquear a corrente contínua. Na **figura 12,** o aluno pode observar um exemplo prático deste circuito montado em uma ponte de terminais.

Apresentaremos agora, um circuito prático de amplificador por simetria
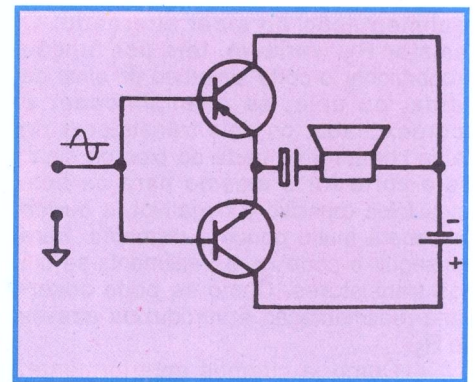
Figura 11 - Estágio de saída em contrafase por simetria complementar com uma única fonte de alimentação.
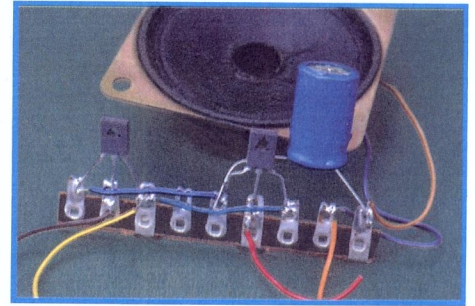
Figura 12 - Exemplo de montagem do circuito da figura 11.

complementar, mostrando os componentes para a polarização.

Como se nota na **figura 13** o estágio excitador, transistor T_1, é acoplado diretamente (sem capacitor) aos transistores de saída.

O resistor R_3, juntamente com R_1, proporciona a polarização de corrente contínua para o transistor T_1. Além disso, R_3, em paralelo com C_2, proporciona
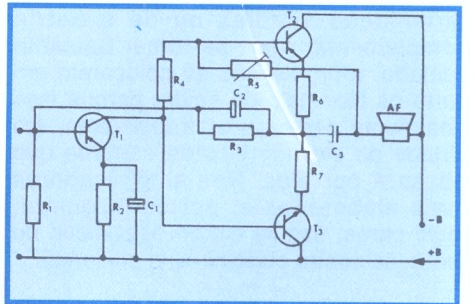
Figura 13 - Amplificador por simetria complementar.
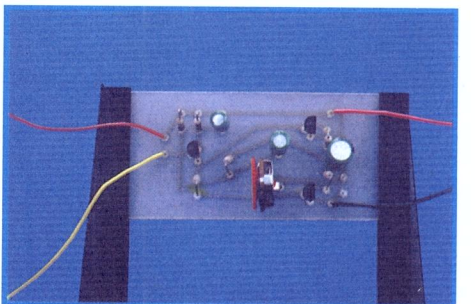
Figura 14 - Montagem do amplificador por simetria complementar.

realimentação do sinal alternado. O resistor R_5, variável, tem por função proporcionar o corte simétrico do sinal de saída, ou seja, se o amplificador é sobreexcitado, os dois transistores de saída cortam uma parte do pico do sinal. Se o corte for o mesmo para os dois semiciclos (positivo e negativo), o ouvido perceberá muito pouco a distorção. Para conseguir o corte igual, realimenta-se um dos transistores. Como se pode observar,a realimentação é introduzida através de R_5.

Como já citamos anteriormente, vamos apresentar, sempre que acharmos necessário, montagens de circuitos hipotéticos, para que o aluno se familiarize com as possíveis disposições, tanto em placa de circuito impresso como em ponte de terminais, que os componentes possam vir a apresentar.

Afirmando este fato, apresentamos, na **figura 14**, uma possível montagem do circuito ilustrado na figura anterior.

Os amplificadores por simetria complementar são mais usados atualmente, tanto em circuitos de saída para receptores de rádio como em amplificadores de som de alta-fidelidade de grande potência. Sua vantagem é evidente, pois, não utilizando transformadores, tem seu custo bastante reduzido, além de eliminar a distorção que esses componentes causam.

A potência de saída dos amplificadores transistorizados, depende da tensão disponível da fonte de corrente contínua e do valor da impedância de carga (alto-falante).

Quando se trabalha com amplificadores transistorizados sem transformador de saída, seja de terminação simples ou de simetria complementar deve-se tomar bastante cuidado, a fim de não se colocarem em curto os terminais de saída, porque isso fatalmente destruirá os transistores, em virtude do elevado pico de corrente que passará por eles. Nos amplificadores mais elaborados e, por conseguinte, mais caros, usa-se algum dispositivo de proteção contra curto-circuito acidental.

III - Emprego do amplificador de áudio

O que é um amplificador não há necessidade de repetir, pois o estudamos minuciosamente nas aulas anteriores. Vamos aqui delinear seu campo de aplicação e mostrar as características que deve ter o amplificador para um determinado uso. Sob este ponto de vista, podem-se dividir os amplificadores em três classes: para reprodução radiofônica de AM, para fonoclama (public-address) e para reprodução de alta-fidelidade.Vejamo-las separadamente:

Amplificador para reprodução radiofônica

Todos os receptores de rádio possuem o estágio amplificador de áudio, denominado vulgarmente de estágio de saída, uma vez que é ele o último elo entre o sinal recebido na antena e o transdutor - chamado alto-falante -, que reproduz o som.

A faixa de áudio irradiada pela emissora de radiodifusão de AM é estreita, ou seja, atinge no máximo a freqüência de 4500 Hz; conseqüentemente, não há necessidade de amplificador de larga banda passante, que reproduza desde os 20 Hz até 20 KHz salvo nos receptores combinados, isto é, aqueles projetados também para a reprodução de discos, fitas ou nos receptores de FM.

Outro fator que se deve considerar é a potência de saída do amplificador de áudio. Realmente, os receptores domésticos do tipo conhecido como "receptor de mesa" são projetados para ambientes pequenos, não necessitando portanto, de potência de saída elevada. De um modo geral, os receptores de mesa têm saída de áudio entre 1 e 5 W.

O mesmo não acontece com os receptores combinados, isto é, que, além de receptores de rádio, são utilizados também na reprodução de discos ou fitas. Estes aparelhos são conhecidos pelos nomes comerciais de "radiovitrola", "radioeletrola", "combinados três em um", etc. Pois bem, admite-se que o aparelho de som seja ouvido em salas de dimensões relativamente grandes e, por isso, sua potência de áudio deve ser maior do que as dos receptores de mesa. Normalmente, os aparelhos de som têm saída de áudio entre 5 e 100 watts. A resposta de freqüência, no caso, deve ser superior à do rádio de mesa, uma vez que o aparelho reproduzirá o som gravado em disco ou fita, e o alcance de freqüência, no caso, ultrapassa em muito àquele proporcionado pelas emissoras de radiodifusão AM. Evidentemente, esta exige que o circuito de saída de áudio deste tipo de equipamento seja mais bem elaborado que os do receptor de mesa, não só no que se refere à potência e resposta de freqüência já citadas, como também à distorção.

Em seguida, vamos apresentar os circuitos transistorizados preferenciais para reprodução sonora dos receptores de mesa e radiofones.

a) Saída de áudio para rádio de mesa

A resposta de áudio é importante para a inteligibilidade da palavra e para o prazer auditivo do ouvinte. Como se afirmou anteriormente, a banda passante das emissoras comerciais de radiodifusão em AM vai de alguns poucos Hertz até cerca de 4500 Hz. Em conseqüência, é comum projetar-se o amplificador para responder a uma faixa estreita de áudio, que abrange desde 100 Hz até cerca de 5000 Hz.

Na **figura 15,** apresentamos um circuito prático de estágio de saída de um receptor de mesa transistorizado. Como já é do conhecimento do aluno, nos receptores transistorizados não se costuma empregar saída simples, devido ao consumo constante da corrente da bateria. Pelo mesmo motivo, dá-se preferência ao amplificador em contrafase ("push-pull"), classe B. O circuito da figura 15 é um exemplo de amplificador "push-pull" em classe B utilizando acoplamento por transformador, empregado principalmente em rádios portáteis.

Neste circuito, o sinal de áudio, vindo do detetor (etapa que será vista com detalhes em momento oportuno), é aplicado ao resistor R_1, cuja finalidade é aumentar a carga vista pelo transistor T_1, que é o pré-amplificador de tensão. A rede P_1-C_1 constitui um controle de tom do tipo abafador, em que C_1 deriva as freqüências altas para terra, ou seja, deixa passar somente os graves para o transistor T_1. O resistor variável P_2 é responsável pelo controle manual de volume. C_2 é o capacitor de acoplamento. Os resistores R_2 e R_3 polarizam a base de T_1 e contribuem para a estabilização do ponto de funcionamento. A carga de T_1 é o resistor R_4. O capacitor C_3 é o capacitor de derivação de emissor e se encarrega de derivar para a terra a tensão variável. R_5 é o resistor de emissor. C_4 acopla o sinal amplificado por T_1 e recolhido em R_4, ao transistor T_2. R_7 e R_6 constituem a rede divisora de tensão que polariza a base de T_2 e estabiliza o ponto de funcionamento, juntamente com o resistor de emissor R_8. C_6 é o capacitor de derivação de T_2. A rede C_5-R_9 forma um filtro de alimentação necessário para evitar a realimentação, positiva (oscilações) através da fonte, filtro este que também é chamado de "filtro de desacoplamento da fonte". O transistor T_2 é o impulsor. A carga de T_2 é o primário do transformador TrD que o aluno sabe chamar-se "driver" ou impulsor. Desse modo, o sinal de T_2 é acoplado aos transistores de saída T_3 e T_4, através do transformador "driver". Os resistores R_{11} e R_{12} formam a rede divisora de tensão que polariza as bases de T_3 e T_4. R_{13} é o resistor comum dos emissores de T_3 e T_4; TrS é o transformador de saída do tipo "push-pull", cujo secundário vai ligado ao alto-falante AF. Para terminar a descrição do circuito, resta-nos citar a rede C_7-R_{10}, cuja finalidade é introduzir realimentação negativa à entrada de T_2 e, conforme teremos oportunidade de observar em momento propício, alargar a banda passante, ou seja, o alcance de freqüências do amplificador. Na nossa próxima aula teórica, vamos tratar do assunto realimentação negativa com algum detalhe, quando o aluno poderá
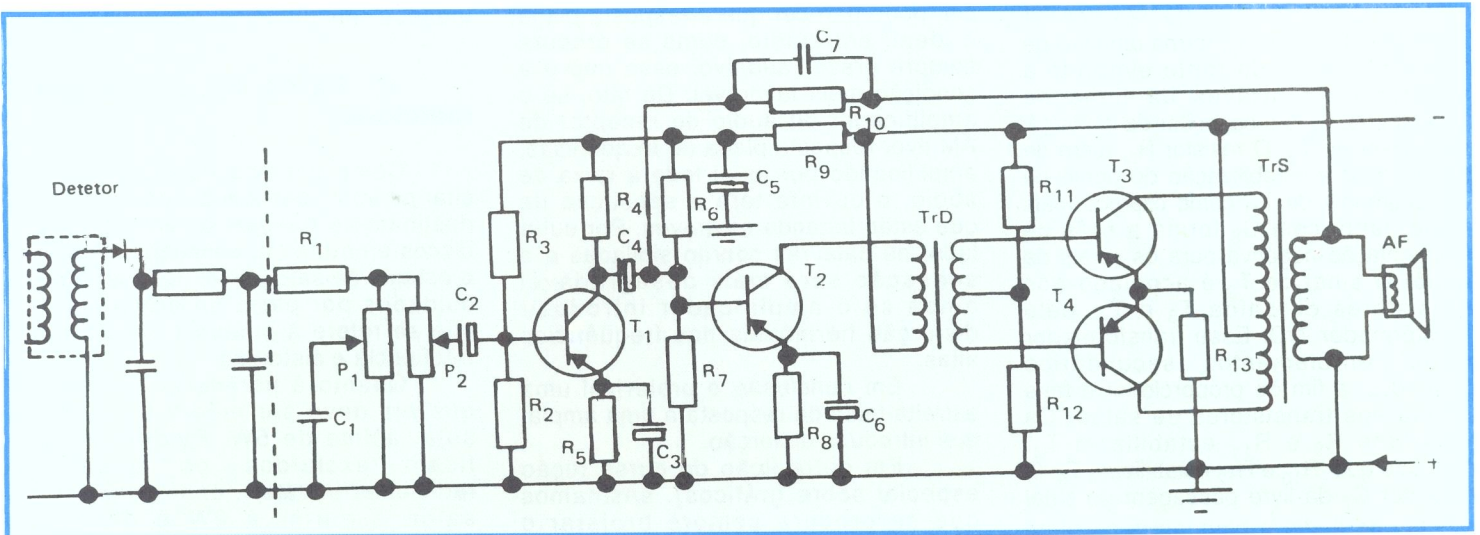
Figura 15 - Amplificador transistorizado em contrafase, operando em classe B.

compreender facilmente o efeito da rede C_7-R_{10}.

A potência de saída dos receptores domésticos comerciais, utilizando transistores, varia de acordo com a fonte de alimentação utilizada. Empregando-se pilhas, essa potência é, no máximo de 1W, porém, se for utilizada a rede de distribuição domiciliar como fonte de energia, não haverá a preocupação de economia, podendo ser este de qualquer potência.

Nos receptores portáteis e, de um modo geral, em quase todos os receptores de mesa atuais, emprega-se, no estágio de saída, o amplificador classe B por simetria complementar, eliminando-se, portanto, o uso de transformadores. Com isso, o receptor ganha em peso, custo e na qualidade de reprodução.

Na **figura 16,** apresentamos o esquema da saída de áudio do tipo "push-pull" por simetria complementar. O circuito é clássico; quanto à sua descrição, acreditamos, não haver necessidade de nos alongarmos. Como se trata de circuito utilizado em um receptor portátil comercial, não há controle de tom, o controle manual de volume é feito através de P_1. O transistor T_1 é o pré-amplificador de tensão, T_2 é o excitador ("driver") e T_3-T_4 o par complementar. A rede C_9-R_{16} proporciona a realimentação negativa. O resistor R_{10}, sendo um termistor, varia de valor conforme a temperatura do conjunto, causando uma diminuição da corrente de base, portanto, restabelecendo o equilíbrio desta etapa. O restante dos componentes tem funções perfeitamente conhecidas do aluno, não havendo necessidade de repeti-las.

Outro esquema de amplificador de áudio que foi muito utilizado em receptores transistorizados, tanto portáteis como de mesa, é aquele que apresentamos na **figura 17**. Trata-se do amplificador conhecido como "push-pull" por terminação simples. Como foi mostrado, neste tipo de amplificador utilizam-se dois transistores iguais no estágio de potência, mas elimina-se o transformador de saída. Há necessidade do transformador interetapa ("driver"), já que é necessário inverter o sinal de entrada dos transistores de potência. O esquema apresentado é clássico. Assim, o potenciômetro P_1 atua como controle manual de volume. O capacitor C_1 acopla o sinal de áudio de entrada ao transistor T_1, que é o amplificador de tensão. O divisor de tensão R_1-R_2 polariza a base de T_1 e estabiliza o ponto de funcionamento, juntamente com o resistor de emissor R_4. C_2 é o capacitor de derivação do emissor. O resistor de carga para CC de T_1 é R_3. C_3 acopla T_1 a T_2, o qual é
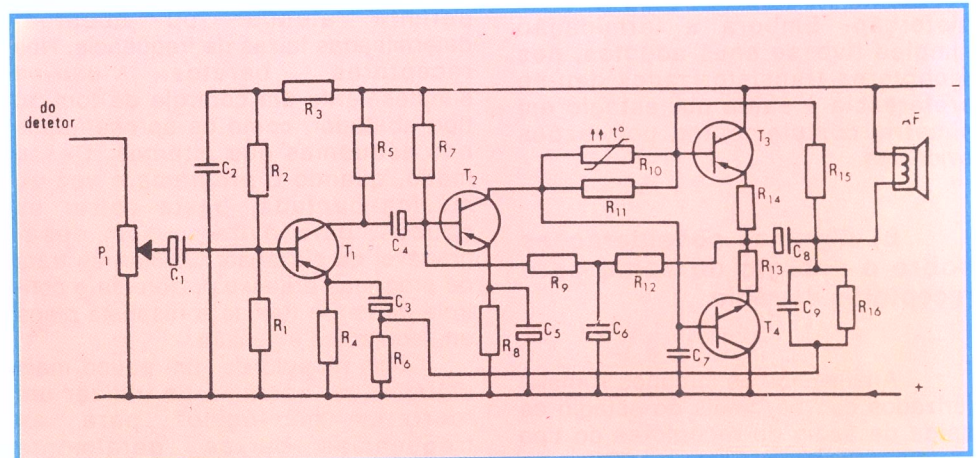
Figura 16 - Amplificador em contrafase por simetria complementar.
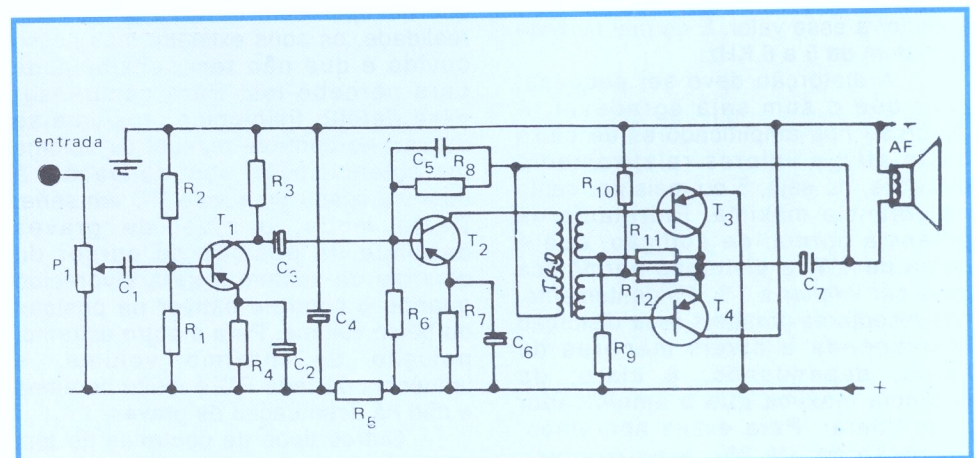
Figura 17 - Amplificador "push-pull" por terminação simples.

estabilizado por R_6, R_7 e R_8. O capacitor C_4, juntamente com R_5, forma um filtro de desacoplamento da fonte evitando a realimentação através da linha de alimentação. C_6 é o capacitor de derivação do emissor de T_2. O resistor R_8, além de proporcionar a estabilização do ponto de funcionamento de T_2, como citamos mais acima, junto com C_5 forma a rede de realimentação negativa para os sinais de áudio. O sinal de T_2 é acoplado aos transistores de saída T_3 e T_4, pelo transformador TrD. Esse transformador possui enrolamentos secundários separados, a fim de proporcionar a fase correta aos transistores de saída. Os resistores R_9 e R_{11} estabilizam T_3, enquanto que R_{10} e R_{12} estabilizam T_4. O capacitor C_7 dá livre passagem ao sinal variável de áudio e bloqueia a corrente contínua.

Esse tipo de amplificador, como afirmamos no início, pode ser projetado para uma grande faixa de potência de saída, sendo que para receptores portáteis está, geralmente, entre 250mW a 1W, e para receptores de mesa pode atingir até 5W. A vantagem do estágio de saída em terminação simples é que economiza o transformador de saída, o que significa economia no custo, no peso e na distorção. Embora a terminação simples tivesse seus adeptos, nos receptores transistorizados deu-se preferência à saída por estágio em simetria complementar, por razões evidentes.

b) Algumas considerações sobre o estágio de saída para receptores de rádio

Analisamos os circuitos transistorizados convencionais do estágio de saída de áudio de receptores do tipo portátil e de mesa. Como se afirmou, a freqüência máxima transmitida pela emissora comercial de AM é de 4,5 KHz; portanto, é inútil projetar um amplificador que tenha resposta muito superior a esse valor. É normal alcance da ordem de 5 a 6 KHz.

A distorção deve ser pequena, para que o som seja agradável. A distorção nos amplificadores de baixo custo atinge valores relativamente elevados, ou seja, 5 ou mais por cento na potência máxima. Entretanto na potência normal de audição, que é cerca de 1W, a distorção harmônica deve ser inferior a 1%. Evidentemente, nos receptores portáteis essa distorção corresponde a níveis menores de saída, dependendo, é claro, da potência máxima que o amplificador pode liberar. Para esses aparelhos, distorção de até 3%, a baixo nível, ainda é aceitável.

Quanto à resposta de freqüência, pode parecer que a resposta plana é ideal; entretanto, como se procura sempre prazer auditivo, essa não é a condição mais favorável. De fato, se o amplificador de áudio do receptor de AM tiver resposta plana de freqüências, amplificando por igual toda a faixa de áudio, o ouvinte terá a sensação de que estão faltando os graves. Por outro lado, as palavras soarão sibiladas e a sensação será mais desagradável ainda se o amplificador introduzir distorção harmônica nas freqüências altas.

Em conclusão é preferível uma estreita faixa de resposta a uma ampla, que introduza distorção.

Em outra lição do curso (lição especial sobre gráficos), ensinamos que se procura sempre projetar o amplificador de modo que a resposta seja plana em uma ampla faixa de freqüências, e agora estamos afirmando que é preferível que ela seja restrita. Isto pode parecer um contra-senso, mas não é. De fato, o amplificador de boa qualidade é aquele que tem resposta plana e baixa distorção. Por outro lado, o prazer do ouvinte dependerá do programa que ele quer ouvir. Em vista disso, basta adicionar ao amplificador controle que permita atenuar ou acentuar determinadas faixas de freqüência. Nos receptores baratos, usa-se simplesmente um controle de tom do tipo abafador, como os apresentados nos esquemas que citamos. Desse modo, quando o programa é voz ou música cantada, basta cortar os agudos, para evitar o som desagradável da sibilação. Quando se trata de programa orquestral, abre-se o controle de tom e tem-se a resposta plana em toda a sua extensão.

Nos receptores um pouco mais elaborados, costuma-se utilizar um "corretor fisiológico" para as freqüências baixas, geralmente denominado "loudness". O aluno, por certo, já observou que, ao ouvir o aparelho de rádio com pequena potência de áudio, tem-se a impressão de que desaparecem os sons graves. Na realidade, os sons existem, mas nosso ouvido é que não tem sensibilidade para percebê-los. Para compensar esse defeito fisiológico, costuma-se utilizar, no controle manual de volume um potenciômetro com derivação, à qual vai ligada uma rede RC em série. Deste modo, o nível de graves depende da posição do cursor do controle de volume e será favorecido quando o controle estiver na posição de baixo volume. Para o outro extremo, posição de máximo volume, a influência da rede RC é muito pequena e não há acentuação de graves.

Outros tipos de controles de tom são empregados na prática, principalmente em amplificadores para reprodução de discos e fitas, e serão estudados com detalhes, oportunamente.

c) Saída de áudio para radiofones

Como tivemos oportunidade de citar no início desta lição, os radiofones destinam-se também à reprodução de discos e/ou fitas e, conseqüentemente, o estágio de saída deve merecer outros cuidados por parte do projetista, no que se refere à potência, resposta de freqüência e distorção.

Quanto à potência, mostramos que ela deve ser média ou alta, ou seja, acima de 5W. Evidentemente ficam excluídos os pequenos radiofones portáteis, onde potência de saída superior a 2W é desaconselhável, por descarregar rapidamente a bateria de alimentação.

A resposta de freqüência de tais amplificadores deve ser ampla, isto é, desde poucas dezenas de Hertz até cerca de 15 KHz para que se possa aproveitar todo o programa das gravações em discos ou fitas.

Quanto à distorção, é óbvio que deverá ser baixa.

Devemos esclarecer, entretanto, que a boa qualidade do amplificador dependerá grandemente do transformador de saída (caso este houver), do alto-falante e também do gabinete acústico em que este último for alojado.

Nos radiofones antigos, o amplificador de saída era projetado para potência de até 20 W, com resposta de freqüência de até 8 ou 10 KHz e distorção que podia atingir até 5% a plena potência. Atualmente, dado o grande desenvolvimento técnico das gravações, esses limites de resposta de freqüência e de distorção são insatisfatórios; por isso, o estágio de saída dos radiofones costuma ser de alta-fidelidade, cujos requisitos serão estudados em futura aula de nosso curso. O aluno deverá ter em mente que a necessidade de estágio de áudio de alta-fidelidade, em radiofones para recepção de AM, está condicionada exclusivamente à reprodução de discos ou fitas, uma vez que o alcance de freqüência de secção de rádio está limitado aos 4,5 KHz que transmitem a emissora de radiodifusão.

Os circuitos de alta-fidelidade são sempre mais bem elaborados e serão apresentados em futura aula de nosso curso, juntamente com os amplificadores de hi-fi.

Cremos ter dado ao aluno, nesta lição uma visão qualitativa dos estágios de saída transistorizados que gozam da preferência dos fabricantes de receptores comerciais. Na lição prática, voltaremos ao assunto, encarando-o agora sob o ponto de vista quantitativo, isto é, indicando os valores usuais dos componentes.

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO - TV
10ª LIÇÃO PRÁTICA
INVERSORES DE FASE E AMPLIFICADORES

I - Inversores de fase

Os amplificadores de potência transistorizados, com exceção do contrafásico de simetria complementar, exigem, na entrada, tensões iguais e em oposição de fase. Os circuitos destinados a obter a oposição de fase são chamados de **inversores de fase.** Existem vários métodos para se obter a inversão de fase. Dentre eles, citaremos os seguintes:

1º) Inversão por transformador

Consta de um transformador que tem tomada central no secundário. Unindo-se essa tomada ao chassi, em cada extremidade do enrolamento existirá tensão igual em amplitude, mas de sinal (fase) contrário.

O transformador foi, durante muitos anos, o inversor mais utilizado. Entretanto, ele apresenta uma série de desvantagens, tais como: pobre resposta de freqüência no extremo inferior da faixa de áudio (graves), custo relativamente elevado, dimensões avantajadas, grande taxa de distorção, etc.

Na **figura 18**, mostramos o esquema de um inversor de fase, empregando transformador. As tensões E_1 e E_2, que são as excitadoras do circuito contrafásico, estão em oposição.

Figura 18 - Inversor de fase por transformador.

2º) Inversor sem transistor

Neste tipo de inversor, não se emprega transistor especialmente com a finalidade de inverter o sinal, conquanto se aproveite a inversão que se dá em um dos transistores de saída. Na **figura 19**, apresentamos o circuito básico. O sinal de excitação é aplicado diretamente à base de um dos transistores de saída. Esse sinal é amplificado e, como se sabe, aparece no coletor com fase invertida em relação à entrada; portanto, correta para a excitação de T_2. Os resistores R_1 e R_2 constituem um divisor de tensão, para que somente uma parte do sinal de saída seja introduzida na base de T_2. O capacitor C_1 serve para bloquear a corrente contínua. Os resistores R_1 e R_2 devem ser calculados de maneira que a relação:

Figura 19 - Inversor "sem" transistor.

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

seja igual ao inverso do ganho (1 ÷ A ou 1 ÷ G) do transistor T_1, que, por sua vez, é igual ao ganho de T_2. (É aconselhável mencionarmos que alguns autores costumam representar o ganho pela letra A, e outros pela letra G. De agora em diante utilizamos, preferivelmente, a letra A para a representação gráfica do ganho). Por exemplo, admitamos que o ganho de T_1 seja 15. Isto quer dizer que, se aplicarmos 1 V na base de T_1, recolheremos 15 V no coletor, com fase invertida. Ora, na base de T_2 devemos aplicar apenas 1 V do sinal amplificado por T_1, para que tenhamos 15 V no coletor. Conseqüentemente, a relação entre as resistências citadas deve ser igual a 1 ÷ 15, como afirmamos.

Dessa igualdade,

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{A}$$

podemos escrever:

$$R_1 = R_2\,(A - 1)$$

Assim, basta escolher um valor para R_2 e calcular R_1. Em nosso exemplo, se fixarmos R_2 em 10 K, resultará para R_1 :

$$R_1 = 10\,000\,(15 - 1) = 10\,000 \times 14 = 140\,000\Omega$$

Para ajuste mais correto da relação de resistências, é conveniente substituir os resistores R_1 e R_2 por um trimpot e ligar a base ao cursor (contato móvel).

Este tipo de inversão de fase é bastante simples, mas não tem muita aplicação, porque não se consegue defasagem correta devido aos desvios introduzidos pela rede RC. Isso produz deformação e perda de potência.

3º) Inversor com transistor

O transistor é largamente utilizado para produzir inversão, em razão de sua característica natural de inverter o sinal de entrada, quando ligado na configuração de emissor comum.

Existem inúmeros circuitos inversores, utilizando transistores, mas vamos citar apenas os mais comuns.

Na **figura 20**, mostramos um inversor de fase convencional. Como o aluno nota, empregam-se dois transistores, sendo que parte do sinal de saída de um deles é aplicado à entrada do outro. Este sinal é reamplificado e aparece no coletor com fase correta, ou seja, invertido em relação ao de saída do primeiro transistor. O princípio de funcionamento é o mesmo do defasador sem transistor que apresentamos no item anterior, o que significa que a relação das resistências do divisor de tensão
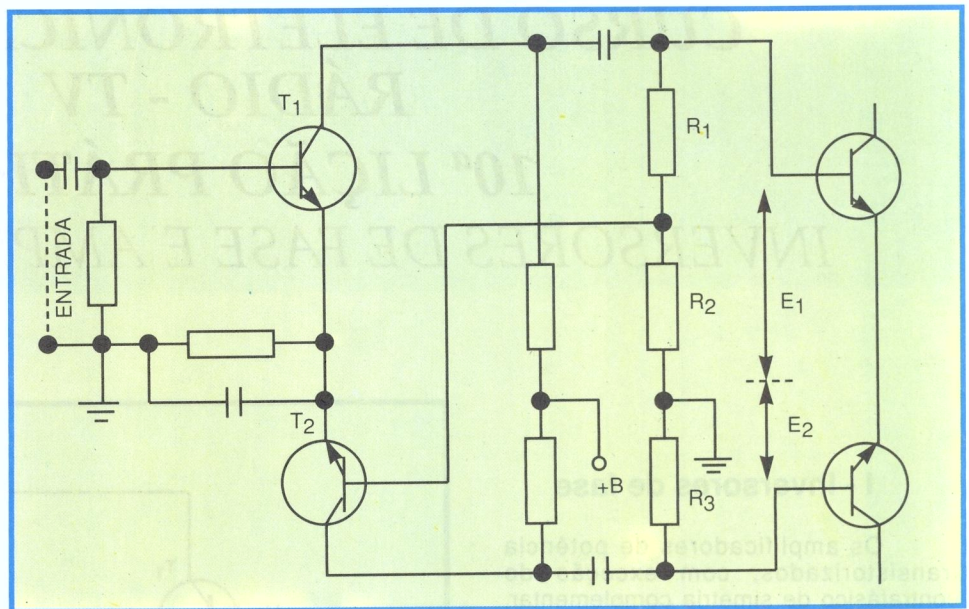
Figura 20 - Inversor com transistor.

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

deve ser igual ao inverso do ganho ($1/A_2$) do transistor T_2. Neste caso, não é obrigatório que os dois transistores sejam idênticos, mas, na prática, costuma-se escolhê-los iguais. Também os resistores R_1 e R_2 costumam ser substituídos por um trimpot, tendo a base ligada ao seu cursor. Isto facilita o ajuste.

Na **figura 21**, apresentamos uma forma modificada do inversor da figura 20. Ele recebe o nome de circuito **parafásico flutuante** ou **auto-equilibrado**.

Como se nota no esquema, o resistor R_3 é comum à carga de sinal dos transistores T_1 e T_2; por isso, através dele circula uma corrente de sinal igual à diferença entre a corrente de sinal do transistor T_1 e do transistor T_2, porque esses sinais estão em oposição de fase e, portanto, se cancelam parcialmente. A tensão aplicada ao transistor T_2 será o produto da resistência R_3 pela diferença das correntes dos transistores. Ora, quando corrente de T_2 aumenta, a de T_1 aumenta também, mas em sentido contrário, de modo a compensar o aumento primitivo e manter o equilíbrio; por isso diz-se que o circuito é **auto-**
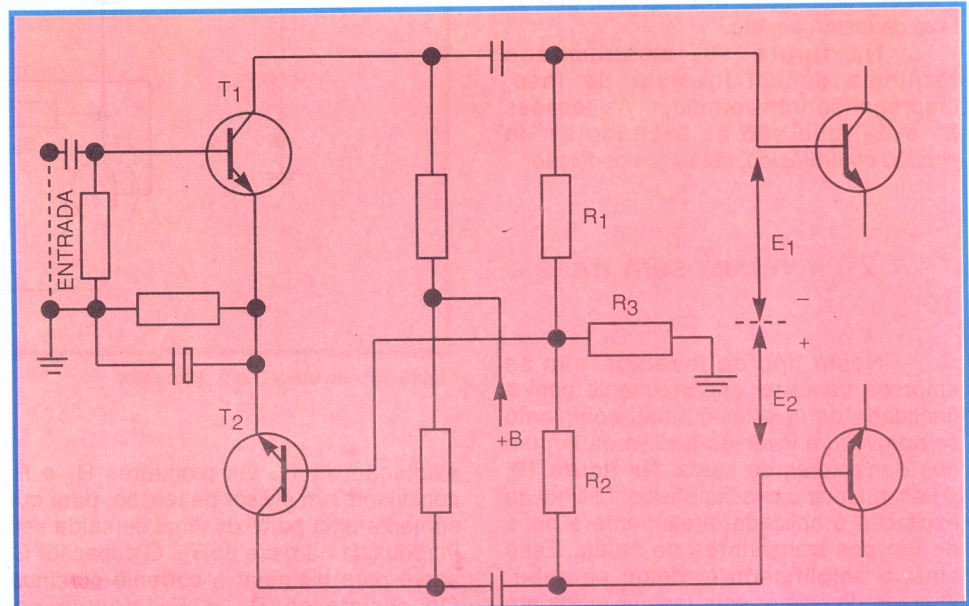
Figura 21 - Inversor auto-equilibrado.

equilibrado.

Na **figura 22**, apresentamos o mais popular circuito inversor de fase. É conhecido como **inversor de carga dividida** e **dobrador de fase**.

Este circuito utiliza um único transistor, tem saída de sinal no emissor e no coletor. É fácil concluir que a corrente, circulando do coletor para o emissor (sentido convencional), produz na resistência de carga do coletor uma queda de tensão, que é positiva em relação ao ponto de massa (para tensão alternada) e negativa em relação ao coletor. Por outro lado, essa mesma corrente provoca em R_2 queda de tensão, que é positiva em relação ao emissor e negativa em relação à massa. As duas tensões estão, portanto, em oposição de fase. Fazendo-se R_2 igual a R_1, o valor das duas tensões de saída será sempre igual.

A maior desvantagem desse defasador é que a amplificação é pequena em razão da alta taxa de realimentação, pois o resistor de emissor não pode ser derivado por capacitor.

Figura 22 - Inversor de carga dividida e dobrador de fase.

Na **figura 23**, mostramos outro tipo de inversor, que utiliza o acoplamento através do emissor.

No transistor T_1, cujo emissor não está desacoplado, a tensão de entrada desenvolve, no resistor de emissor R_e (dividido em duas partes, para proporcionar a polarização correta de base), uma tensão que segue as mesmas variações dela e que, além disso, está em fase com ela. Essa tensão em fase é aplicada ao emissor de T_2, que está ligado na configuração de base à massa e, por isso, não inverte o sinal. Então, o sinal E_1, na carga de T_1, está invertido em relação ao de entrada, porque o transistor T_1 está funcionando na configuração de emissor à massa. Por sua vez, o sinal E_2 está em fase com o de entrada, porque T_2 não o inverte, por estar ligado em base à massa e, portanto, invertido em relação a E_1.

Observe o aluno que o capacitor C é que põe a base à massa para os sinais alternados.

O aluno deve notar que pelo resistor de emissor R_e, circulam as correntes dos dois transistores. Essas correntes estão em oposição de fase; logo, para que haja excitação de T_2, é necessário que a corrente de T_1 seja ligeiramente superior à de T_2.

Figura 23 - Inversor com acoplamento no emissor.
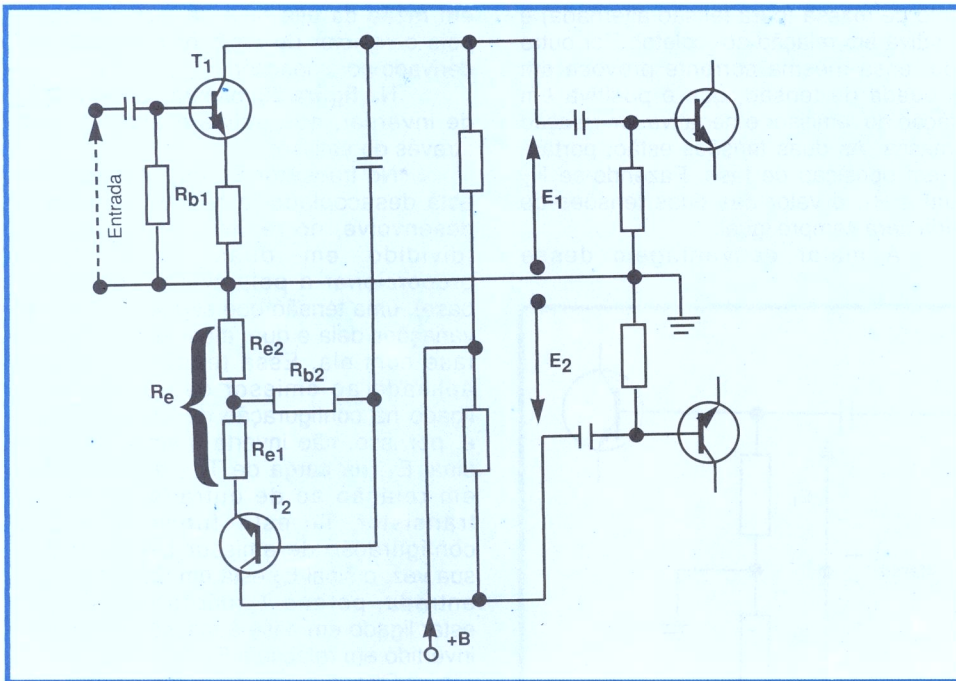
Figura 24 - Variante do circuito da figura 20.

Na **figura 24**, apresentamos mais um circuito defasador de grande aceitação. Esse circuito deriva daquele que mostramos na figura 20, com a particularidade de que, neste, toda a tensão de saída de T_1 é aplicada ao T_2. Logicamente, para que se cumpra a condição de igualdade de tensões nas duas cargas, é necessário que T_2 tenha ganho unitário, ou seja, que ele não amplifique o sinal, mas somente inverta sua fase.

Isto se consegue facilmente, realimentando o transistor através do alto resistor de emissor, sem derivação. Esse resistor é dividido em dois, para que se obtenha a tensão contínua de polarização de base com valor correto.

Este circuito é muito bom e possibilita o emprego de transistores diferentes para T_1 e T_2, embora, por razões práticas, se procure, sempre, utilizar transistores iguais.

II-AMPLIFICADORES COMERCIAIS

A partir de agora, vamos analisar os amplificadores utilizados em receptores comerciais de radiorreceptores de AM, procurando mostrar ao aluno os valores preferenciais dos componentes. Isso contraria um pouco o esquema de nosso curso, pois, como sempre afirmamos, a particularização de valores só tem significado quando se explicitam as condições de funcionamento. Portanto, o aluno deve interpretar esses valores como uma **orientação** e jamais como valores absolutos. Sempre que possível, ou seja, desde que os conhecimentos necessários não ultrapassem os limites de nosso curso, ensinaremos ao aluno como chegar aos valores.

1 - Amplificador de saída para receptores transistorizados

a) Com transformadores

Como temos afirmado com insistência, os receptores transistorizados usam, quase que exclusivamente, amplificador de potência em "push-pull" classe B (ou AB), com acoplamento por transformador ou sem transformador, utilizando transistores complementares.

Na **figura 25**, apresentamos um circuito típico de amplificador de saída utilizando acoplamento por transformadores. Os valores dos componentes variam muito, dependendo, evidentemente, da tensão de alimentação e das características dos transistores utilizados.

Para T_1 e T_2 do tipo BC238 e similares, e T_3 e T_4 do tipo BC327 e similares, os valores típicos dos componentes serão:

R_1 - Resistor de isolação entre o detetor e amplificador, cuja função é aumentar a impedância vista pelo amplificador. Esse resistor nem sempre é utilizado e, quando é, seu valor está entre 500 e 1000 Ω.

R_2 - 8K2; R_3 = 33K. Esses dois resistores formam o divisor de tensão que polariza a base e, juntamente com R_4, estabilizam o ponto de funcionamento. O valor desses dois resistores pode variar grandemente de circuito para circuito, dependendo do fator de estabilidade que o projetista desejar. Podemos adiantar
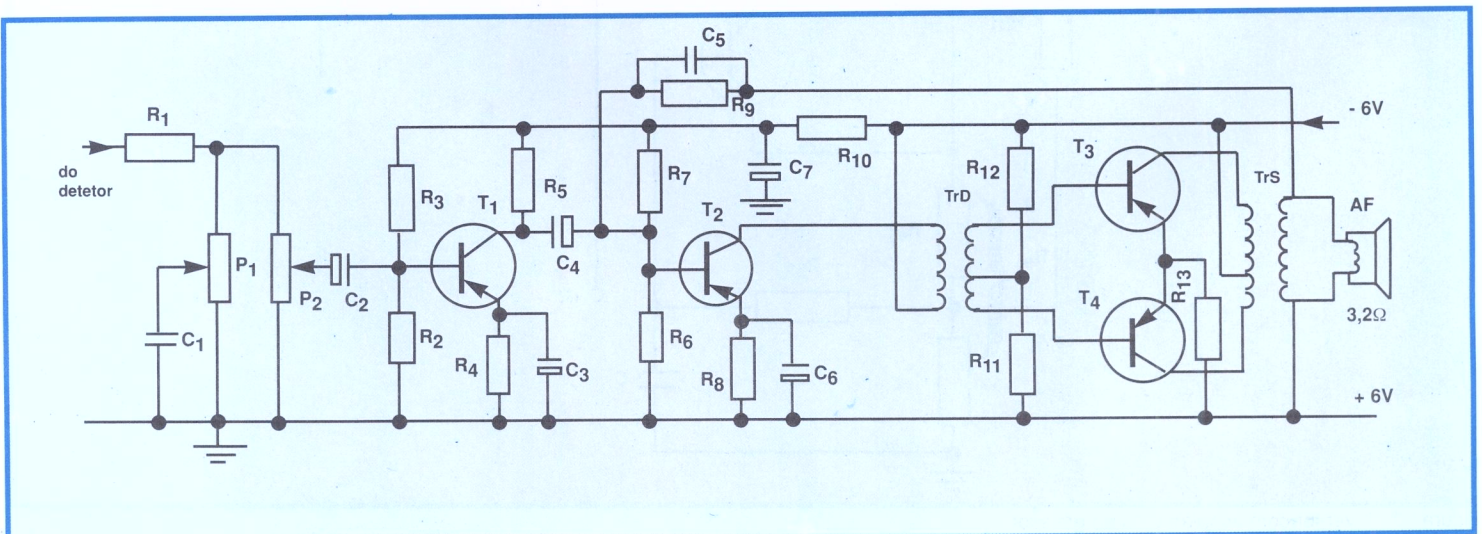
Figura 25 - Amplificador com acoplamento por transformadores.

que, com os valores indicados para R_2 e R_3 e com R_4 = 2K2, o fator de estabilidade é, aproximadamente, da ordem de 4.

Quanto menores os valores de R_2 e R_3 melhor é a estabilidade; entretanto, isso diminui a resistência de entrada do transistor, além de aumentar o consumo de corrente.

R_5 - Resistor de carga de T_1. Seu valor depende do ponto de funcionamento escolhido para T_1. Geralmente, está entre 1 e 5 K. No nosso circuito é de 4K7.

R_6 e R_7 - Resistores de estabilização de T_2. No caso, R_6 = 4K7 e R_7 = 15K. Esses valores, juntamente com os 270 Ω de R_8, possibilitam fator de estabilidade da ordem de 12.

R_9 - Resistor de realimentação. Seu valor depende da quantidade de realimentação que se deseja aplicar. No caso, como R_9 = 68K e C_5 = 180pF, há realimentação de 4 db. Isto significa que mais ou menos 1/6 do sinal de saída é reaplicado à entrada com fase invertida. A realimentação permite melhorar a estabilidade e aumentar a resposta de freqüência do amplificador.

R_{10} - Resistor de filtro. No circuito indicado, seu valor é de 470Ω.

R_{11} e R_{12} - Resistores de estabilização, junto com R_{13}, dos transistores de saída. Seus valores são: R_{11} = 33Ω, R_{12} = 1 K e R_{13} = 2,2Ω. Com esses valores, o fator de estabilização é da ordem de 12.

P_1 é o potenciômetro de controle de tom. Seu valor é de 20K.

P_2 é o potenciômetro do controle manual de volume. Seu valor varia entre 1 e 20K, dependendo da resistência de entrada do transistor e da carga permissível ao detetor. No caso ela é de 10K.

C_1 - Capacitor de controle de tom, que é do tipo abafador. Dada a baixa resistência de entrada do transistor, seu valor é de 0,15μF.

C_2 - Capacitor de acoplamento. Como o aluno sabe, em circuitos transistorizados o capacitor de acoplamento deve ter valor elevado. Em nosso caso, C_2 = 10μF.

C_3 - Capacitor de emissor. Seu valor também é elevado, em virtude da baixa impedância de emissor. No caso, C_3 = 100μF.

C_4 - 22μF. Note que esse valor é maior do que C_2, em virtude de a resistência de entrada de T_2 ser menor do que a de T_1.

C_6 = Capacitor de emissor. Seu valor é de 220μF.

C_7 = Capacitor de filtro de +B. Seu valor é de 100μF.

TrD é o transformador impulsor que efetua o casamento da impedância de saída de T_2 com a de entrada de T_3 e T_4.

TrS é o transformador de saída adequado aos transistores empregados.

AF é o alto-falante.

Para encerrar, devemos esclarecer que com transformadores de boa qualidade o circuito apresentado proporciona potência de saída de cerca de 0,6W sua distorção com máxima potência é de cerca de 5%. A faixa de freqüências estende-se desde 40 Hz até, no máximo, 10KHz.

b) Sem transformadores

Na **figura 26**, mostramos um circuito típico de amplificador de potência para receptor transistorizado de mesa ou portátil, que utiliza par complementar, prescindindo, portanto, dos transformadores de saída.

Cabem aqui as mesmas observações feitas para o circuito anterior, ou seja, os valores dos componentes são apresentados apenas para que o aluno tenha idéia da ordem de grandeza, porém, de maneira alguma deverão ser tomadas como padrão, uma vez que dependerão de inúmeros fatores, tais como a tensão de alimentação, potência de saída, alcance de freqüências, distorção e das características peculiares aos transistores utilizados.

O circuito utilizado da figura 26, com os valores que lá indicamos, possui potência de saída de cerca de 1W. A faixa de freqüências é boa, indo desde os 40Hz até cerca de 10KHz, o que permite utilizá-lo em fonógrafos portáteis. Entretanto, sua distorção na condição de máxima potência atinge valor relativamente alto, de cerca de 10%.

A grande vantagem desse circuito está na sua simplicidade e economia. Ele é utilizado, com algumas possíveis modificações, em grande número de receptores e eletrofones comerciais.

As funções desempenhadas pelos componentes do circuito são evidentes, além das que já foram explicadas em outra parte de nosso curso, razão pela qual não as repetiremos.

2 - Amplificador de saída para radiofones

Como já citamos inúmeras vezes, os requisitos do amplificador de saída de radiofones são distintos daqueles dos rádios de mesa, em conseqüência exclusivamente da reprodução de discos.

Os receptores transistorizados de pequena potência empregam amplificadores de saída similares aos tipos que mostramos nas figuras 25 e 26. Para potências médias (da ordem de 10W ou mais), são utilizados circuitos especiais, que serão estudados posteriormente, ao tratarmos dos amplificadores de alta-fidelidade.

Ficam assim mostrados ao aluno os circuitos práticos de maior emprego em receptores de mesa, portáteis (principalmente) e radiofones comerciais destinados à recepção das emissoras de radiodifusão de AM e à reprodução de discos.

Nas lições sobre amplificadores de alta-fidelidade, serão apresentados amplificadores mais requintados, de uso na reprodução de discos e fitas de alta-fidelidade e na reprodução de programas de radiodifusão de freqüência modulada (FM e FM-estéreo).
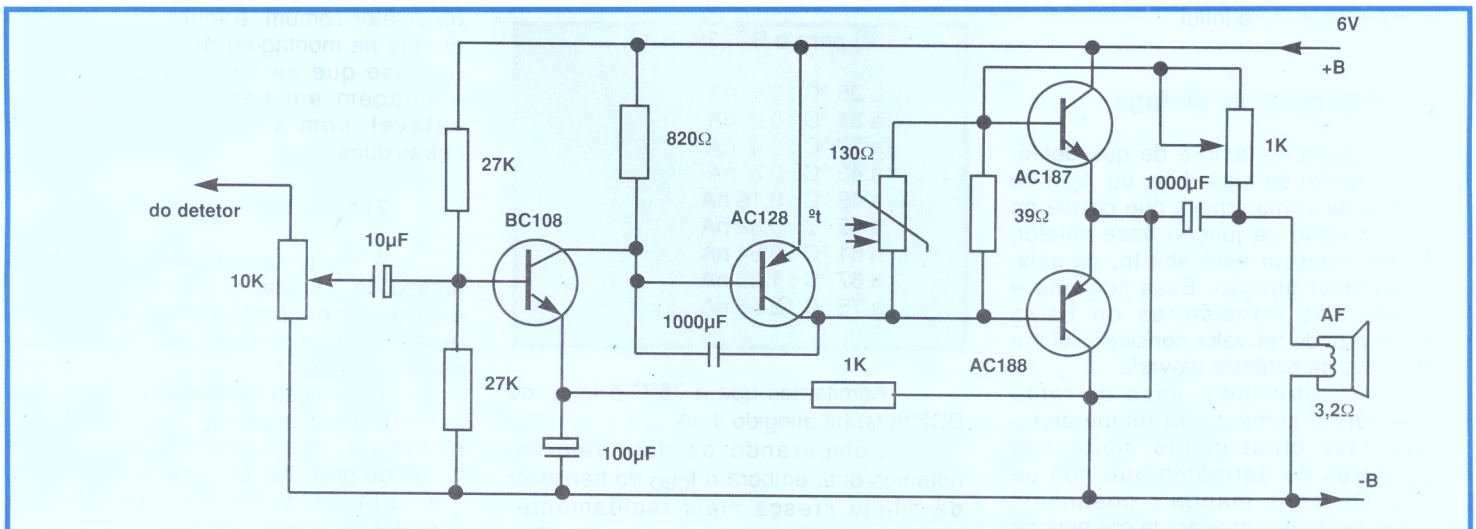
Figura 26 - Amplificador com saída em par complementar.

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO-TV

10ª LIÇÃO ESPECIAL

POLARIZAÇÃO E ESTABILIDADE DE TRANSISTORES

Já apresentamos algumas noções sobre o problema da polarização dos transistores e sua influência na estabilidade do ponto de trabalho.

A operação correta do transistor depende da escolha do ponto de trabalho. A escolha desse ponto, por sua vez, é difícil em conseqüência das **correntes de fuga** do transistor, que são muito sensíveis à elevação de temperatura. Assim, um transistor corretamente polarizado para a temperatura ambiente poderá ter seu ponto de funcionamento bastante deslocado, se a temperatura se modificar em alguns graus centesimais.

Nesta lição especial, procuraremos mostrar ao aluno as técnicas usuais de polarização e suas implicações na estabilidade do ponto de trabalho.

I - Polarização

A finalidade da polarização do transistor é fixar, ou seja, "amarrar" o ponto de funcionamento, também chamado de ponto quiescente, na região linear das características, mesmo que sejam modificados um ou mais dos fatores dos quais ele, ponto de funcionamento, depende direta ou indiretamente.

Os fatores que mais influenciam o ponto de trabalho são a temperatura e a dispersão das características de transistores de um mesmo tipo.

a) Variação devida à temperatura

A temperatura influi:

1) na corrente de fuga

O aluno se lembra de que definimos a corrente de fuga (I_{CBO} ou I_{CO}) de um transistor como aquela que circula no sentido inverso na junção base-coletor, quando o emissor está aberto, ou seja, sem qualquer ligação. Essa corrente é pequena nos transistores de baixa potência e pode ter valor considerável em transistores de potência elevada.

Por outro lado, essa corrente cresce com o aumento da temperatura, sendo esse crescimento maior nos transistores de germânio que nos de silício. Os bons manuais costumam indicar o modo de variação da corrente de fuga com a temperatura; entretanto, na falta deles, pode-se, sem grande erro, considerar que a corrente de fuga dobra de valor para cada 10 °C de temperatura, nos transistores de germânio, e para cada 6°C nos transistores de silício. À primeira vista, em face das afirmações anteriores, pode parecer que, sob o ponto de vista da variação da corrente de fuga com a temperatura, o transistor de germânio seja mais conveniente que o de silício. Isso, entretanto, não é verdade, porque o transistor de silício tem corrente de fuga bem mais baixa que a do transistor de germânio, à mesma temperatura. Para esclarecer o assunto, consideremos dois transistores como, por exemplo, o OC71 (de germânio) e o BC238 (de silício), ambos de pequena potência. O manual indica que a corrente I_{CBO} para o OC71 varia entre 4,5 a 12 μA, e para BC238 varia entre 0,1 a 8 nA.

Vamos considerar como valores típicos 5 μA para o transistor de germânio e 0,1 nA para o de silício, na temperatura ambiente (25°C) e verificar quais serão as correntes na temperatura de 75 °C.

Teremos:

1º) **para o OC71:**

a 25 °C : 5 μA
a 35 °C : 2 x 5 = 10 μA
a 45 °C : 2 x 10 = 20 μA
a 55 °C : 2 x 20 = 40 μA
a 65 °C : 2 x 40 = 80 μA
a 75 °C : 2 x 80 = 160 μA

2º) **para o BC238:**

a 25 °C : 0,1 nA
a 31 °C : 0,2 nA
a 37 °C : 0,4 nA
a 43 °C : 0,8 nA
a 49 °C : 0,16 nA
a 55 °C : 0,32 nA
a 61 °C : 0,64 nA
a 67 °C : 1,28 nA
a 73 °C : 2,56 nA

Admitamos que a 75°C o I_{CBO} do BC238 tenha atingido 4 nA.

Comparando os dois valores, notamos que, embora o I_{CBO} do transistor de silício cresça mais rapidamente, mesmo assim, na temperatura de 75 °C, a corrente de fuga OC71 é:

$$\frac{160\ \mu A}{4\ nA} = 40 \times \frac{10^{-6}}{10^{-9}} = 40 \times 10^3 = 40\ 000$$

ou seja, 40 000 vezes maior que a do BC238. Isto vem comprovar que a corrente de fuga é um fator de muito maior influência nos transistores de germânio que nos de silício.

A corrente I_{CBO} é definida para o transistor com emissor aberto. A corrente de coletor, na montagem em base comum, será então:

$$I_c = \alpha\, I_e + I_{CBO}$$

Quando a montagem é na configuração de emissor ou coletor comum, a corrente do coletor é:

$$I_c = \beta\, I_b + (\beta + 1)\, I_{CBO}$$

como se pode demonstrar com facilidade. Nota-se, por esta última fórmula, que a influência da corrente de fuga (conseqüentemente, da temperatura), na montagem em emissor ou coletor comum, é muito mais drástica do que na montagem de base comum. É por isso que se costuma dizer que a montagem em base comum é **mais estável**, com a temperatura, que as outras duas.

2) na tensão base-emissor

A temperatura influi também na tensão de entrada (tensão base-emissor) do transistor, podendo levar o ponto quiescente à região não linear das características.

A variação da tensão de base com a temperatura também costuma ser mostrada, nos bons manuais, sob a forma de gráficos. Entretanto, na prática, em falta de outra informação mais precisa, pode-se considerá-la como

sendo de 2,5 mV/°C nos transistores de germânio e de 4 mV/°C nos transistores de silício. Essa variação deve ser tomada com sinal **negativo**, para os transistores do tipo **NPN**, e **positivo**, para os do tipo **PNP**.

Por exemplo, se a tensão V_{BE} de um transistor de germânio do tipo NPN é de 0,22 V na temperatura de 25°C, ela cairá para, aproximadamente, 0,107 em 70 °C. De fato, a diferença de temperatura é de:

$$\Delta T = 70 - 25 = 45\ °C$$

Como a variação é de 2,5 mV/°C, a total será:

$$\Delta V_{BE} = 45\ °C \times \frac{2,5\ mV}{°C}$$

$$\Delta V_{BE} = 45 \times 2,5\ mV$$

$$\Delta V_{BE} = 112,5\ mV \text{ ou } 0,1125\ V$$

Sendo o transistor do tipo NPN, deve-se subtrair essa variação; logo:

$$V_{BE} = 0,22 - 0,1125 = 0,1075V$$

ou, aproximadamente, 0,1 V.

Há, portanto, uma translação nas características de entrada.

b) Variação devida à disperção das características

Embora os métodos atuais de fabricação de transistores sejam bastante desenvolvidos, não se consegue uniformidade de características para um mesmo lote. As curvas características que são construídas a partir de valores médios podem não coincidir com as curvas reais de um determinado exemplar.

Um fator que pode sofrer acentuada variação é o coeficiente de amplificação estática de corrente, que conhecemos como α_o (ou h_{FB}) na montagem em base comum e β_o (h_{FE})na montagem em emissor comum.

Nos manuais encontramos os valores típicos para α_o e β_o e seus limites de variação. Para o transistor OC71, por exemplo, o manual indica que o valor típico de α_o para a condição de funcionamento determinada por V_{CB} = - 2 V e I_E = = - 3 mA é de 0,979. Como valores-limites são indicados o mínimo de 0,968 e o máximo de 0,987. Comparando esses valores, podemos observar que a diferença entre o valor típico e o mínimo é de:

$$0,979 - 0,968 = 0,011$$

e aquela entre o máximo e o típico é de:

$$0,987 - 0,979 = 0,008$$

Observando esses números, podemos concluir que a variação de α_o é pequena em relação ao valor típico: cerca de 1,1% para o mínimo de 0,8% para o máximo. Isto comprova, mais uma vez, que na montagem em base comum há boa estabilidade no que se refere à dispersão dos valores de α_o.

Na montagem em emissor comum, isso não acontece, porque na maioria das fórmulas teremos o fator 1 - α. Vejamos a variação de β_o para o transistor OC71. Sabemos que:

$$\beta_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o}$$

Com o valor típico nas condições de funcionamento citadas anteriormente, β_o vale:

$$\beta_o = \frac{0,979}{1 - 0,979} = \frac{0,979}{0,021} = 46,61$$

ou 47, aproximadamente.

O menor valor de β_o será:

$$\beta_o\ mín. = \frac{0,968}{1 - 0,968} = \frac{0,968}{0,032} = 30,25$$

ou 30, aproximadamente.

O máximo valor de β_o é:

$$\beta_o\ max. = \frac{0,987}{1 - 0,987} = \frac{0,987}{0,013} = 75,92$$

ou, aproximadamente, 76

Como se pode notar, a relação entre o valor máximo e o valor mínimo de β_o é de:

$$\frac{76}{30} = 2,53$$

ao passo que a relação entre os α_o é de:

$$\frac{0,987}{0,968} = 1,01$$

Segue-se, então, que a substituição de um transistor por outro, com a mesma identificação, pode levar o circuito a funcionamento bem diferente na montagem em emissor comum, ainda que o transistor seja de mesmo fabricante.

Para evitar que o funcionamento de um circuito eletrônico sofra modificações com a variação de temperatura ou com a substituição do componente ativo por outro semelhante, é necessário "amarrar" o ponto quiescente, através de polarização adequada.

Para que se tenha uma medida da variação do ponto de trabalho em função das grandes variáveis, são definidos os **fatores de estabilidade.**

II - Fatores de estabilidade

a) Em função de I_{CO}

Para caracterizar o modo de variação da corrente de coletor em função da variação da corrente de fuga, define-se o fator de estabilidade, designado pela letra S, como a relação entre a velocidade de variação da corrente de coletor e a velocidade de variação da corrente de fuga. Designando as variações com a letra Δ (delta) , escreve-se:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}}$$

Este fator de estabilidade é o mais importante na montagem em emissor comum. Da expressão anterior podemos deduzir que, devido à variação de I_{CO}, I_C varia de:

$$I_C = S\ \Delta\ I_{CO}$$

O valor ótimo de S seria 1, o que significa que a variação da corrente de coletor é igual à variação da corrente de fuga. Na prática, fator de estabilidade entre 5 e 10 para transistor de germânio é bastante aceitável e, para o de silício, pode-se admitir S de até 20, já que a corrente de fuga destes transistores é cerca de 100 ou 1 000 vezes menor do que a do germânio.

Para aclarar idéias, vamos considerar dois transistores: um de germânio com corrente de fuga de 5 μA e

outro de silício, com corrente de fuga de 1 nA, na temperatura ambiente. Vamos verificar o que acontece com essa corrente na temperatura de 75 °C, se o fator de estabilidade para a montagem é de 20 em ambos os casos. Teremos:

1º) Transistor de germânio:

I_{CO} = 5 μA a 25 °C
I_{CO} = 10 μA a 35 °C
I_{CO} = 20 μA a 45 °C
I_{CO} = 40 μA a 55 °C
I_{CO} = 80 μA a 65 °C
I_{CO} = 160 μA a 75 °C

A variação de I_{CO} foi, portanto, de:

$$\Delta I_{CO} = 160 - 5 = 155\ \mu A$$

Como S = 20, a variação de I_c é de:

$$\Delta I_C = 20 \times 155 = 3\,100\ \mu A = 3{,}1\ mA$$

Como a corrente quiescente era de 1 mA, segue-se que na temperatura de 75°C ela passou a:

$$I_C = 1 + 3{,}1 = 4{,}1\ mA$$

Conclui-se que a estabilidade é deficiente. Para que o aluno visualize o efeito, na **figura 1** mostramos o deslocamento do ponto de funcionamento sobre a reta de carga nas características de saída de um transistor idealizado.

2º) Transistor de silício

Admitindo que o I_{CO} duplique a cada 5°C, teremos na temperatura de 75 °C:

I_{CO} = 1 nA a 25 °C
I_{CO} = 2 nA a 30 °C
" " " " " "
" " " " " "
" " " " " "
I_{CO} = 1 024 nA a 75 °C

A variação de I_{CO} foi, portanto, de:

$$\Delta I_{CO} = 1\,024 - 1 = 1\,023\ nA$$

Como:

$$1\ nA = \frac{1}{1\,000}\ \mu A$$

vem:

$$\Delta I_{CO} = \frac{1023}{1\,000} = 1{,}023\ \mu A$$

e a variação de I_c é de:

$$\Delta I_C = 20 \times 1{,}023 = 20{,}46\ \mu A$$
$$\Delta I_C = 0{,}02046\ mA$$
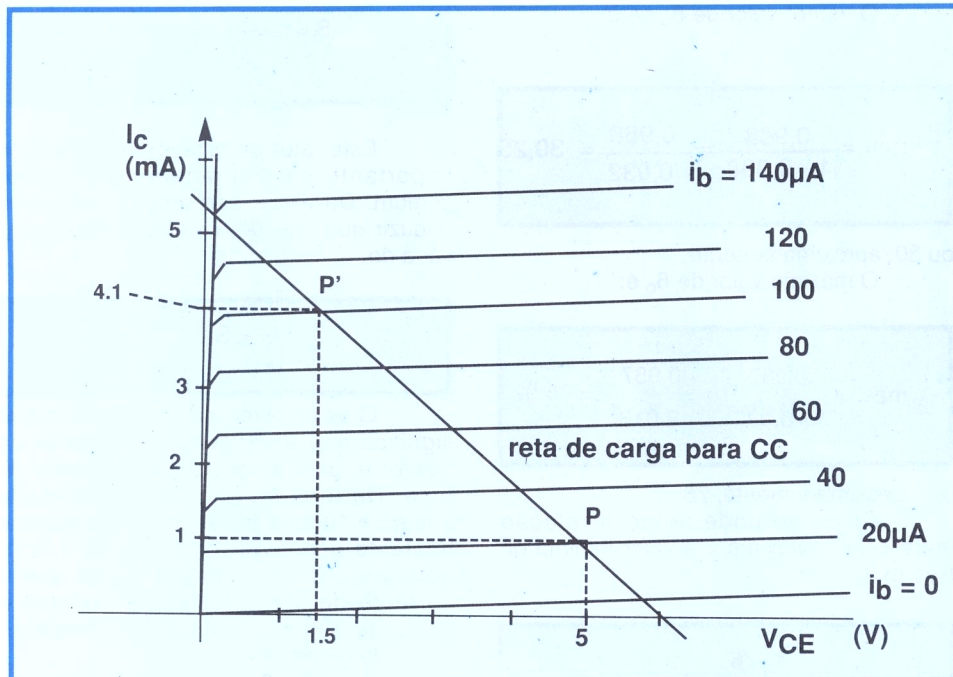
Figura 1 - Gráfico de deslocamento do ponto de funcionamento do transistor.

Conseqüentemente, a nova corrente quiescente é de:

$$I_C = 1 + 0{,}02046 = 1{,}02046\ mA$$

Como se pode observar, o ponto de funcionamento praticamente não se modificou.

Este exemplo permite verificar a grande superioridade do transistor de silício em relação ao de germânio, no que tange à estabilidade do ponto de funcionamento com a variação da temperatura.

b) Em função de tensão base-emissor

Define-se o fator de estabilidade da corrente de coletor, em função da tensão base-emissor, como a velocidade de variação da corrente em relação à velocidade de variação da tensão. Indicando essas variações pela notação Δ, segue-se que:

$$M = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$$

onde M é o fator de estabilidade. Enquanto S é número, ou seja, não tem unidades, M é medido em Ampères por Volt ou seus submúltiplos.

c) Em função do coeficiente de amplificação estático da corrente

Analogamente aos casos anteriores, define-se o fator de estabilidade da corrente de coletor em função de α_o,como relação entre a velocidade de variação de I_c e de α_o. Chamando esse fator de N, podemos escrever:

$$N = \frac{\Delta I_c}{\Delta \alpha_o}$$

Esse fator é tomado em unidades de corrente, geralmente mA.

A corrente de coletor, levando-se em conta esses fatores de estabilidade,é:

$$I_c = S\,\Delta I_{co} + M\,\Delta V_{BE} + N\,\Delta \alpha_o$$

Para os transistores de germânio, quase sempre se podem desprezar as influências de ΔV_{BE} e $\Delta\alpha_o$, de modo que a expressão anterior se simplifica para:

$$I_c = S\,\Delta I_{CO}$$

Para os transistores de silício, a variação de V_{BE} pode ser importante;todavia, nos casos mais corriqueiros, ela não é levada em consideração.

Os diversos fatores de estabilidade são determinados em função dos elementos do circuito, e a técnica de polarização está exatamente na escolha desses elementos, para que a corrente de coletor não exceda os valores especificados.

III - Técnica de polarização

O circuito de polarização mais simples que se pode usar está mostrado na **figura 2,** enquanto que, na **figura 3,** vemos uma possível montagem desta.
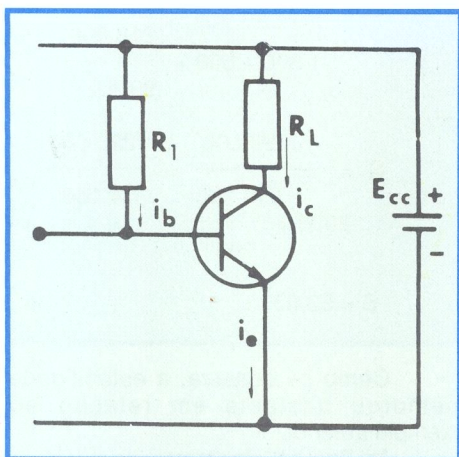
Figura 2 - Circuito para análise.
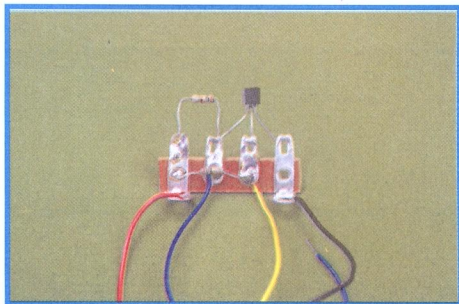
Figura 3 - Montagem do circuito da figura 2.

Trata-se da chamada polarização por corrente de base constante. Este circuito é bastante deficiente no que se refere à estabilidade e não deve ser usado, a não ser que deva trabalhar em ambiente de temperatura invariável. Seu fator de estabilidade é:

$$S = \beta + 1.$$
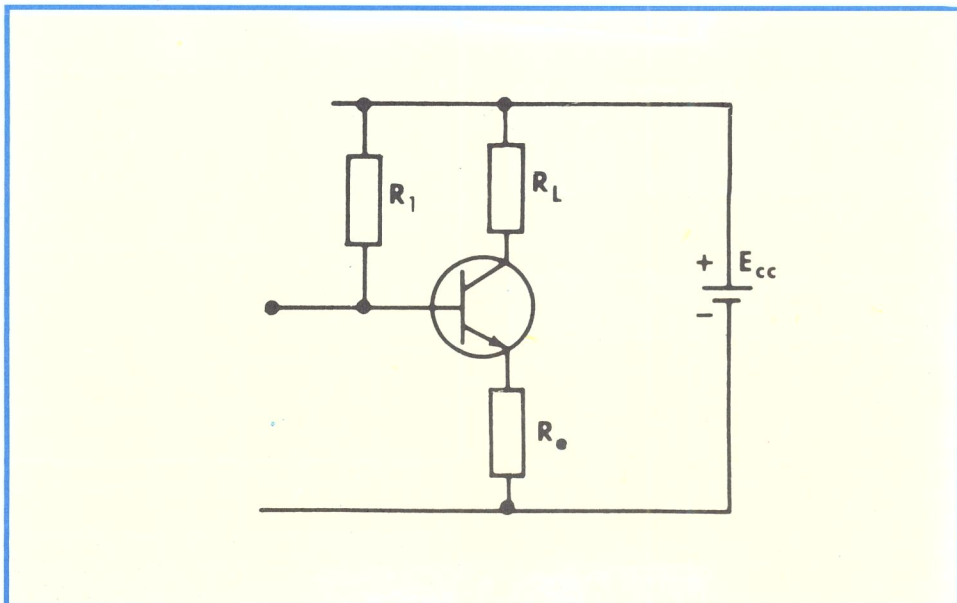
Figura 4 - Circuito para análise.

Na **figura 4**, apresentamos um circuito ligeiramente superior ao anterior, sendo que, na **figura 5,** ilustramos a respectiva montagem. Como se nota, trata-se do circuito da figura 2, no qual se ligou um resistor no emissor. Por esse motivo, costuma-se chamá-lo de circuito de polarização por emissor. O resistor de emissor introduz realimentação negativa de corrente, o que contribui para melhorar a estabilidade, porque a realimentação atua no sentido de manter o ganho (de corrente, no caso) constante.
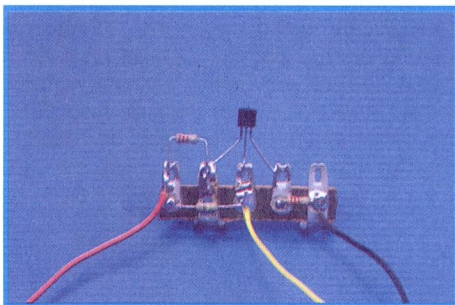
Figura 5 - Montagem do circuito da figura anterior.

Nesse circuito, o fator de estabilidade em relação à corrente de fuga é avaliado pela expressão:

$$S = \frac{R_e + R_1}{R_e + \frac{R_1}{\beta + 1}}$$

A estabilidade será tanto melhor, quanto mais elevado for o valor do resistor de emissor. Na prática, entretanto, o valor do resistor de emissor fica condicionado ao funcionamento do circuito e não pode ser escolhido à vontade.

Como exemplo de aplicação dessa fórmula, suponhamos que se queira polarizar um transistor de silício cujo $\beta = 99$ no ponto $V_{CE} = 5$ V e $I_C = 2$ mA, utilizando uma bateria de 9 V e admitindo queda de tensão de 1 V no emissor. Vamos determinar os componentes do circuito e calcular sua estabilidade.

Solução:

Como a corrente de emissor é aproximadamente igual à do coletor, podemos escrever:

$$R_e = \frac{V_e}{I_e}$$

Como $V_e = 1$ V e $I_e = 2$ mA, resulta:

$$R_e = \frac{1\ V}{0{,}002\ A} = 500\ \Omega$$

Uma vez que a soma das quedas de tensão no resistor de emissor e resistor de carga R_L com a tensão V_{CE} é igual à tensão da bateria resulta:

$$R_L I_E = E_{CC} - V_{CE} - V_e$$

Substituindo os valores conhecidos, vem:

$$R_L \times 0{,}002 = 9 - 5 - 1 = 3\ V$$

$$R_L = \frac{3}{0{,}002} = 1\ 500\ \Omega$$

Como $I_e = \beta i_b$, a corrente de base será:

$$I_b = \frac{I_e}{\beta} = \frac{2\ mA}{99} = 0{,}0202\ mA$$

ou:

$$I_b - 20{,}2\ \mu A$$

Resta-nos agora determinar o resistor de base R_1.

Como não temos nenhuma outra informação sobre a tensão V_{BE}, admitamos que seja de 0,6 V, pois o transistor é de silício. Por outro lado, sabemos que a diferença entre a tensão da bateria e a soma da tensão V_{BE} com a queda em R_e deve ser igual à queda em R_1; logo:

$$R_1 = \frac{E_{cc} - (V_{BE} + V_E)}{I_b}$$

$$R_1 = \frac{9 - (0{,}6 + 1)\ \ V}{0{,}0202\ \ mA} = \frac{7{,}4\ V}{0{,}000202\ A}$$

$$R_1 = 366\ 336\ \Omega \cong 360\ K\ \Omega$$

Finalmente, com esses valores resulta o fator de estabilidade:

$$S = \frac{R_e + R_1}{R_e + \frac{R_1}{\beta + 1}} = \frac{500 + 360\ 000}{500 + \frac{360\ 000}{100}}$$

$$S = \frac{360\ 500}{4\ 100} = 87{,}92$$

Como se pode observar, a estabilidade é ruim, embora possa ser admitida, por se tratar de transistor de silício.

Na **figura 6,** é apresentado um circuito de polarização ligeiramente superior ao da **figura 4**, porque, além da realimentação de corrente através do emissor, há também realimentação através do coletor.

A montagem deste circuito pode ser vista na **figura 7**.

A fórmula do fator de estabilidade de corrente de coletor em função de I_{CO} é:

$$S = \frac{R_L + R_e + R_1}{R_L + R_e + \frac{R_1}{\beta + 1}}$$
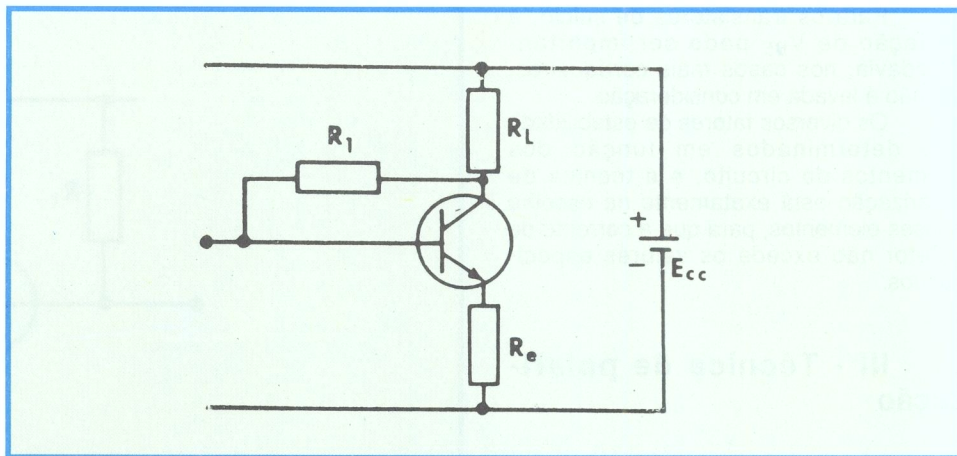
Figura 6 - Circuito para análise (Polarização automática de base).
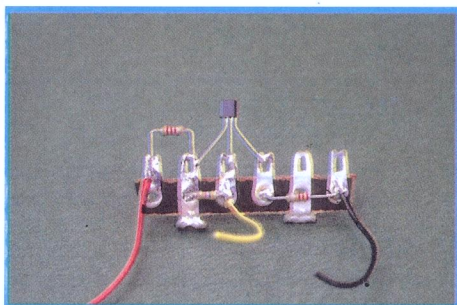
Figura 7 - Montagem do circuito da figura 6.

À guisa de aplicação dessa fórmula, vamos determinar o fator de estabilidade para as mesmas condições de funcionamento do exemplo anterior:

Solução:

Agora, a corrente de base passa também pelo resistor de carga. Como ela é muito pequena (20,2 μA) em confronto com a corrente de coletor (2 mA), vamos admitir que seu efeito seja desprezível. Em sendo assim, o novo valor do resistor de base (R_1) será:

$$R_1 = \frac{E_{cc} - R_L \cdot I_c - R_e \cdot I_e - V_{BE}}{I_b}$$

Substituindo E_{cc} por 9 V, R_L por 1500 Ω, I_c por 2 mA (0,002 A) R_e por 500 Ω, I_b por 20,2 μA (0,0000202 A) e V_{BE} por 0,6 V, vem:

$$R_1 = \frac{9 - 1500 \times 0{,}002 - 500 \times 0{,}002 - 0{,}6}{0{,}0000202} = \frac{9 - 3 - 1 - 0{,}6}{0{,}0000202}$$

$$R_1 = \frac{9 - 4{,}6}{0{,}0000202} = \frac{4{,}4}{0{,}0000202} = 217\ 821\ \Omega$$

que arredondaremos para 218 K.

Com esse valor, o fator de estabilidade será:

$$S = \frac{1\ 500 + 500 + 218\ 000}{1\ 500 + 500 + \frac{218\ 000}{99 + 1}}$$

$$S = \frac{220\ 000}{2000 + \frac{218\ 000}{100}} = \frac{220\ 000}{4\ 180}$$

$$S = 52{,}63$$

Como se observa, a estabilidade melhorou bastante em relação ao exemplo anterior.

Na **figura 8**, mostramos um circuito de polarização de grande emprego na prática: É conhecido como circuito polarizador de emissor por divisor de tensão. O fator de estabilidade é calculado pela fórmula:

$$S = \frac{R_e + R_b}{R_e + \frac{R_b}{\beta + 1}}$$

onde R_e é o resistor de emissor e R_b é a associação em paralelo dos resistores R_1 e R_2 do divisor de tensão, ou seja:

$$R_b = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Da fórmula de S conclui-se que a estabilidade é tanto melhor quanto mais baixo é o valor de R_b. Entretanto, na prática, o valor de R_b é condicionado ao funcionamento do circuito em CA e também à drenagem de CC da fonte, de modo que, no dimensionamento dos componentes, devem ser levados em consideração todos esses fatores.
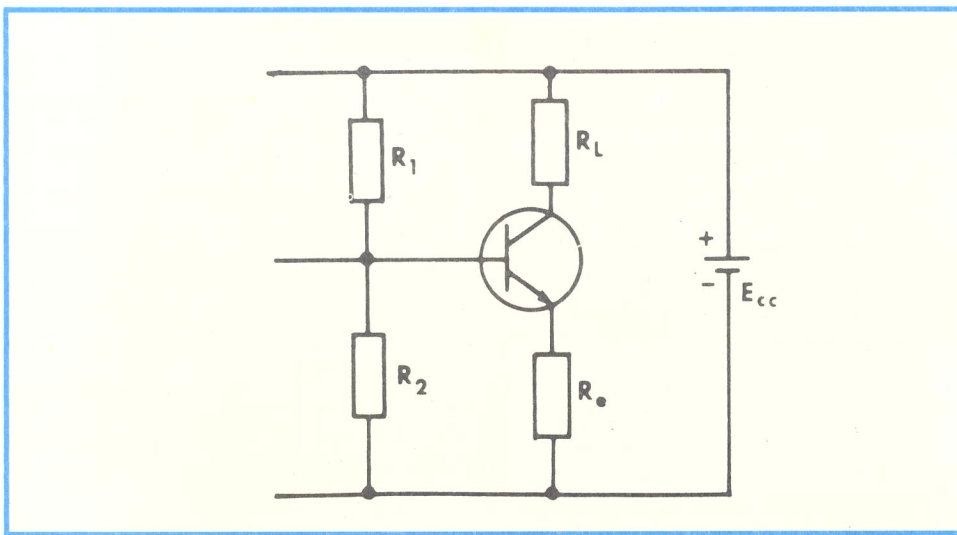
Figura 8 - Circuito para análise (divisor na base).

A título de exemplificação, vamos calcular o fator de estabilidade do circuito mostrado na **figura 9**, cuja montagem pode ser vista na **figura 10.**
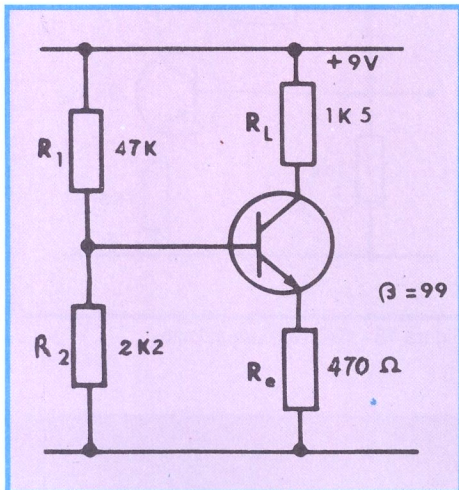
Figura 9 - Circuito para cálculo.
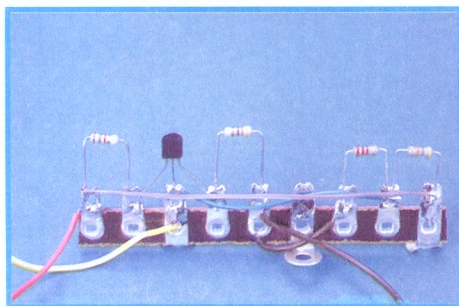
Figura 10 - Montagem do circuito anterior.

Teremos:

$$R_b = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{47\,000 \times 2\,200}{47\,000 + 2\,200}$$

$$R_b = \frac{103\,400\,000}{49\,200} = 2\,101{,}626\Omega \approx 2\,102\,\Omega$$

O fator de estabilidade S será, então:

$$S = \frac{R_e + R_b}{R_e + \dfrac{R_b}{1 + ß}}$$

Como ß = 99, teremos:

$$S = \frac{470 + 2\,102}{470 + \dfrac{2102}{1 + 99}} = \frac{2\,572}{491{,}02} = 5{,}24$$

o que é um valor muito bom.

Vamos dar um exemplo de como determinar os componentes do circuito, para que o fator de estabilidade tenha um valor pré-fixado.

Vamos supor, então, que se queira polarizar e estabilizar o transistor OC71 em V_{CE} = 4,5 V e I_c = 1 mA, de modo que fique estável a 55 °C. A tensão da bateria é de 9 V.

Solução:

O circuito a ser usado é o da **figura 11.**

Consultando a folha de características do transistor OC71, encontramos que para as condições citadas, ou seja V_{CE} = 4,5 V e I_c = 1 mA, resulta:

$$I_b = 20\ \mu A \text{ e } V_{BE} = 0{,}13\ V$$

Como I_c = 1 mA, segue-se que:

$$ß_o = \frac{1\ mA}{20\ \mu A} = \frac{1\ mA}{0{,}02\ mA} = 50$$

Da expressão de S isolamos R_b e encontramos:

$$R_b = \frac{R_e\,(ß_o + 1)\,(S - 1)}{(ß_o + 1) - S}$$

Para aplicar essa fórmula, devemos conhecer R_e e S.

Vejamos como:

1) **S**

Sabemos que:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}}$$

A variação de I_C deve ser de 20% do seu valor a 25 °C, que é de 1 mA. Logo:

$$\Delta I_C = 1{,}2 - 1 = 0{,}2\ mA = 200\ \mu A$$
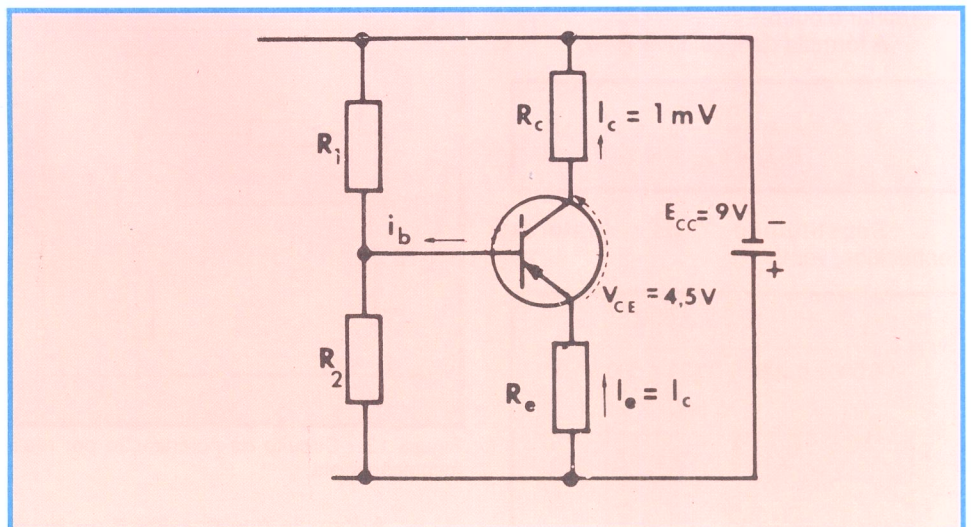
Figura 11 - Circuito do exercício proposto.

Para determinar ΔI_{CO}, consultamos o manual e encontramos que, a 25 °C, I_{CO} = 4,5 µA. Então:

$$35\,°C : I_{CO} = 2 \times 4{,}5 = 9\,\mu A$$
$$45\,°C : I_{CO} = 2 \times 9 = 18\,\mu A$$
$$55\,°C : I_{CO} = 2 \times 18 = 36\,\mu A$$

Conseqüentemente:

$$\Delta I_{CO} = 36 - 4{,}5 = 31{,}5\,\mu A$$

Podemos calcular S. Será de:

$$S = \frac{\Delta I_{CO}}{\Delta I_{CO}} = \frac{200\,\mu A}{31{,}5\,\mu A} = 6{,}34$$

que arredondaremos para 6, em favor da estabilidade.

Para a escolha de R_e devemos fixar a queda em R_C ou no próprio R_e. Admitamos que a queda em R_e seja de 1,5 V. Como $I_e = I_c$ = 1 mA, vem:

$$R_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{1{,}5\,V}{0{,}001\,A} = 1{,}500\,\Omega$$

Agora, estamos em condições de calcular R_b. Teremos:

$$R_b = \frac{1\,500\,(50+1)\,(6-1)}{50+1-6}$$

$$Rb = \frac{382\,500}{45} = 8\,500\,\Omega$$

Mas, sabemos que:

$$Rb = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Logo, devemos ter um dos resistores do divisor de tensão, para determinar o outro.

A fórmula para calcular R_1 é:

$$R_1 = \frac{E_{cc} \times R_b}{R_b I_b + V_{BE} + R_e I_e}$$

Substituindo os valores conhecidos, vem:

$$R_1 = \frac{9 \times 8\,500}{8\,500 \times 0{,}0002 + 0{,}13 + 1{,}500 \times 0{,}001}$$

$$R_1 = \frac{76\,500}{0{,}17 + 0{,}13 + 1{,}5}$$

$$R_1 = \frac{76\,500}{1{,}8} = 42\,500\,\Omega$$

Adota-se o valor comercial mais próximo, que é de 47 K.

Para o cálculo de R_2, usamos a expressão:

$$R_2 = \frac{R_1 \times R_b}{R_1 - R_b}$$

Substituindo os valores conhecidos de R_1 e R_b vem:

$$R_2 = \frac{42\,500 \times 8\,500}{42\,500 - 8\,500} = \frac{361\,250\,000}{34\,000}$$

$$R_2 = 10\,625\,\Omega$$

Adota-se o valor comercial mais próximo, que é de 10 K.

Finalmente, para determinar todos os componentes do circuito resta-nos o cálculo de R_c. Sabemos que:

$$R_c = \frac{E_{cc} - V_{CE} - V_e}{I_c}$$

Substituindo os valores conhecidos, resulta:

$$R_c = \frac{(9 - 4{,}5 - 1{,}5)\,V}{1\,mA} = \frac{3\,V}{0{,}001\,A}$$

$$R_c = 3\,000\,\Omega$$

IV - Circuito misto

Na **figura 12**, mostramos um circuito também muito usado na prática, conhecido como de polarização por realimentação mista. Neste circuito, a realimentação de tensão coletor-base melhora ainda mais a estabilidade.
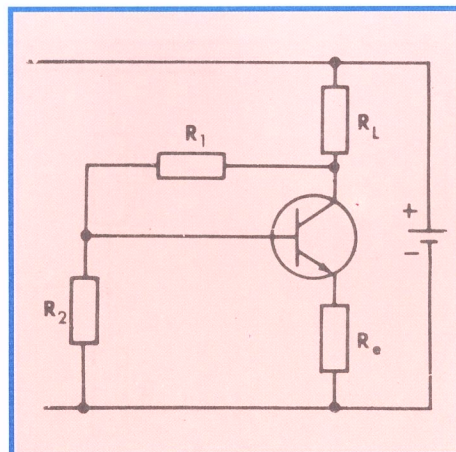
Figura 12 - Circuito de polarização por realimentação mista.

A fórmula que possibilita o cálculo do fator de estabilidade do circuito de polarização por realimentação mista é:

$$S = \frac{R_1 + R_L + R_e \left(1 + \frac{R1 + R_L}{R_2}\right)}{R_1}$$
$$\overline{R_L + \frac{R_1}{\beta + 1} + R_e \left(1 + \frac{R_1 + R_L}{R_2}\right)}$$

Como exemplo de aplicação dessa fórmula, vamos calcular o fator de estabilidade do circuito da **figura13**, a qual pode ser montada como indicado na **figura 14.**
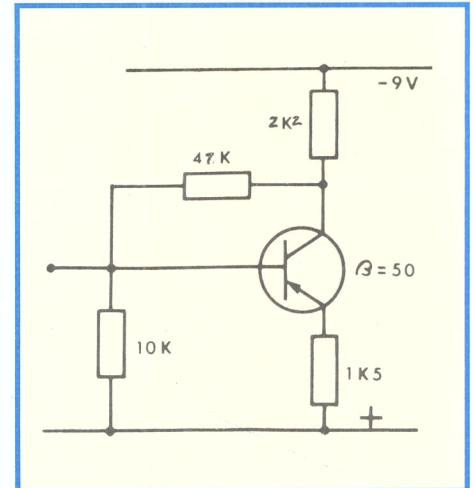
Figura 13 - Circuito para cálculo.
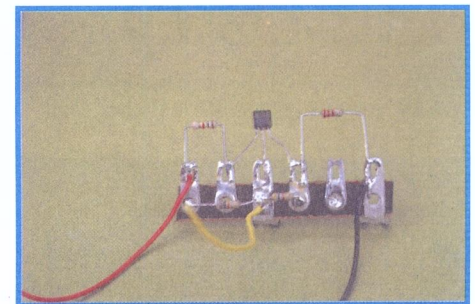
Figura 14 - Montagem do circuito anterior.

Neste circuito, temos.

R_L = 2K2 Ω
R_e = 1,5 K Ω
R_1 = 47 KΩ
R_2 = 10 KΩ
ß = 50

Logo, substituindo esses valores na fórmula de S, teremos:

$$S = \frac{47\,000 + 2\,200 + 1\,500 \left(1 + \dfrac{47\,000 + 2200}{10\,000}\right)}{2\,200 + \dfrac{47000}{51} + 1\,500 \left(1 + \dfrac{47\,000 + 2\,200}{10\,000}\right)}$$

$$S = \frac{49\,200 + 1\,500\,(1 + 4{,}92)}{2\,200 + 921{,}57 + 1\,500\,(1 + 4{,}92)}$$

$$S = \frac{49\,200 + 8\,880}{3\,121{,}57 + 8\,880}$$

$$S = \frac{58\,080}{12\,001{,}57} = 4{,}839$$

o que representa boa estabilidade.

Figura 15 - Método para melhoria de estabilidade.
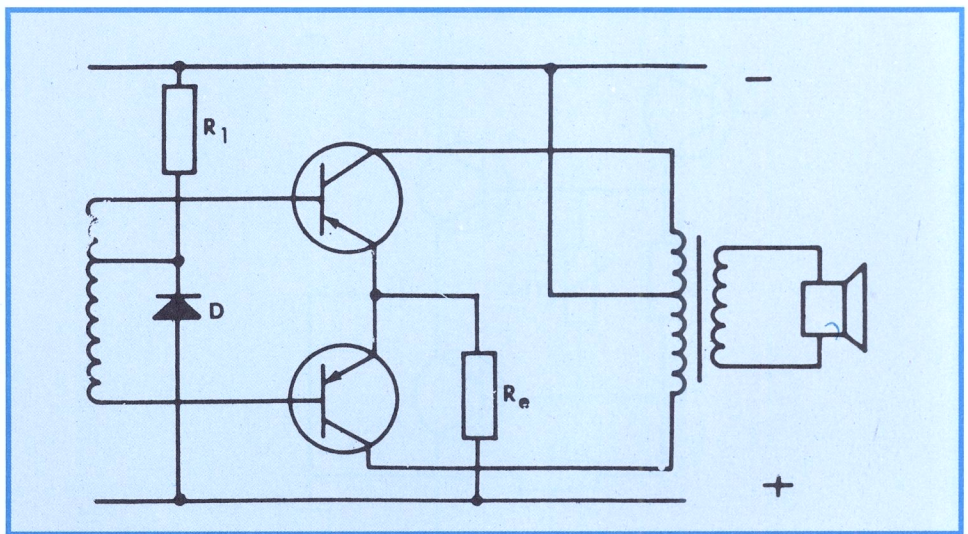
Figura 16 - Polarização por diodo.

V - Compensação de polarização

Nos circuitos mostrados até aqui, apresentamos métodos de polarização utilizando realimentação, visando sempre manter a corrente de emissor praticamente constante, independentemente da variação da temperatura. Tais métodos, embora eficientes, podem ser melhorados pela utilização de dispositivos sensíveis à temperatura, ou seja, componentes cuja variação atue no circuito de maneira a compensar as do transistor.

Os componentes mais utilizados na técnica de compensação são os diodos, os termistores (NTC) e os próprios transistores.

a) por diodo

Na **figura 15**, mostramos um circuito de polarização pelo método de divisor de tensão e resistor de emissor, cuja estabilidade é melhorada pela introdução de um diodo em série com os resistores do divisor. A corrente no divisor de tensão é ajustada de modo que a queda de tensão no diodo seja igual a V_{BE}. Um aumento de temperatura provoca uma queda de tensão entre os terminais do diodo, diminuindo a polarização direta do transistor e compensando sua tendência de maior condução.

Na **figura 16**, apresentamos um circuito muito usado em receptores portáteis, onde se utiliza um diodo para polarizar e estabilizar os transistores de saída.

b) por NTC (termistor)

O termistor também é bastante empregado para compensar os efeitos da variação de temperatura nos transistores. Como o aluno se recorda, o termistor é um resistor cujo valor ôhmico diminui com o aumento da temperatura.

Na **figura 17**, mostramos um circuito de saída igual ao da figura 16, onde o diodo foi substituído por um termistor. Quando a temperatura aumenta, a tensão V_{BE} diminui, mas, como a tensão de polarização da base proporcionada pelo divisor é constante, maior fica a diferença entre base e emissor, e o transistor conduz mais. Entretanto, se o resistor R_2 diminuir de valor, a queda de tensão em seus terminais será menor e compensará a variação de V_{BE}. Esta explicação vale também para os circuitos compensados por diodo. Pois bem, no caso da figura 17, é usado um termistor para compensar V_{BE}, já que sua resistência diminui com a temperatura. Como nem sempre é possível encontrar termistor com o valor adequado ao projeto e também porque sua lei de variação não coincide com aquela de V_{BE}, costuma-se associá-lo com um resistor normal, de maneira que a associação tenha o valor desejado e também que a lei de variação seja aproximadamente igual à da V_{BE} do transistor.

Outro circuito de compensação empregando termistor, muito utilizado em amplificadores de áudio de baixa e média potência, é aquele que mostramos na **figura 18** e que já é do conhecimento do aluno de lições anteriores.

Como observação final sobre a compensação por termistor, devemos lembrar que esses componentes devem ser localizados o mais próximo possível do dispositivo que se deseja compensar. Assim, é comum prender o NTC no dissipador dos transistores de potência que se deseja estabilizar.
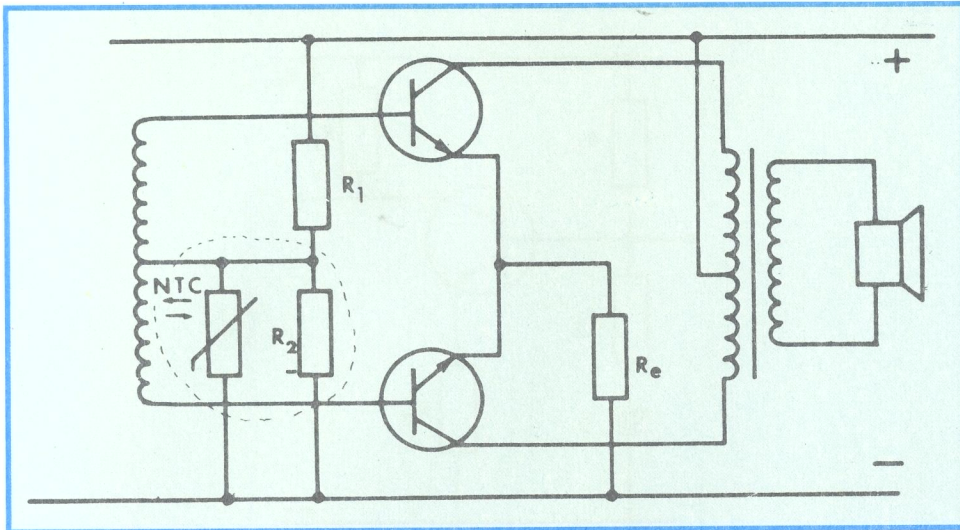
Figura 17 - Polarização por NTC.
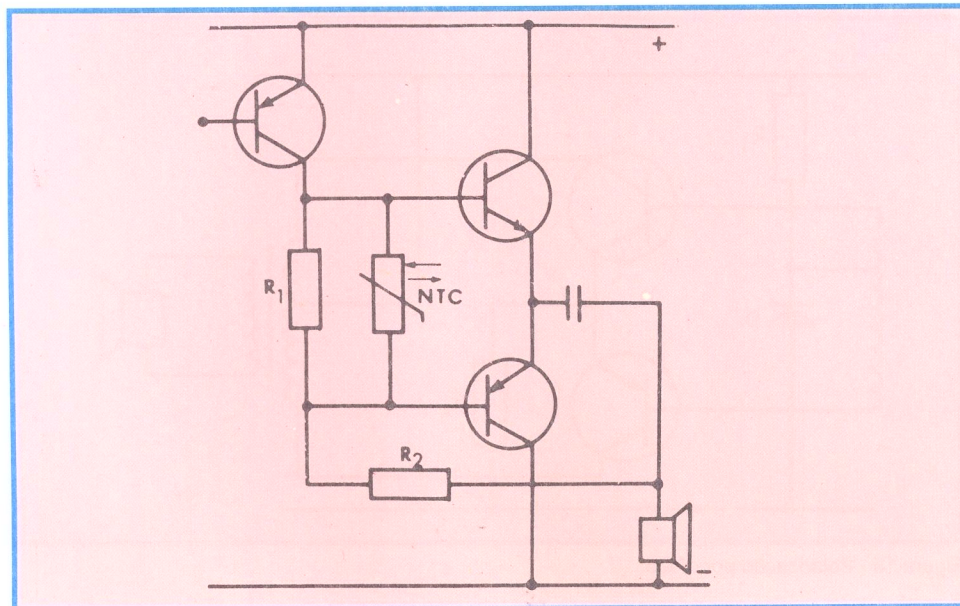
Figura 18 - Polarização de par complementar por NTC.

c) por transistor

O transistor também se presta à técnica de compensação, seja ligado como transistor mesmo, ou como diodo.

Na **figura 19**, mostramos um circuito em que se usa a junção, base-coletor, para compensar a corrente de fuga I_{CBO}, do transistor T_1. A junção coletor-base de T_2 é ligada à base de T_1 e a uma tensão negativa de polarização. Se os dois transistores forem iguais (casados), a corrente de fuga que circula por eles também será igual. Deste modo, a corrente I_{CBO} de T_1 é drenada por T_2 e seu efeito é cancelado.

Finalizando, resta-nos acrescentar que se podem usar simultaneamente os processos de compensação descritos, mas, na prática, isso não é muito comum. Além do mais, sempre que possível, procura-se utilizar elementos passivos (resistores), projetando-se o circuito de modo que apresente boa estabilidade.
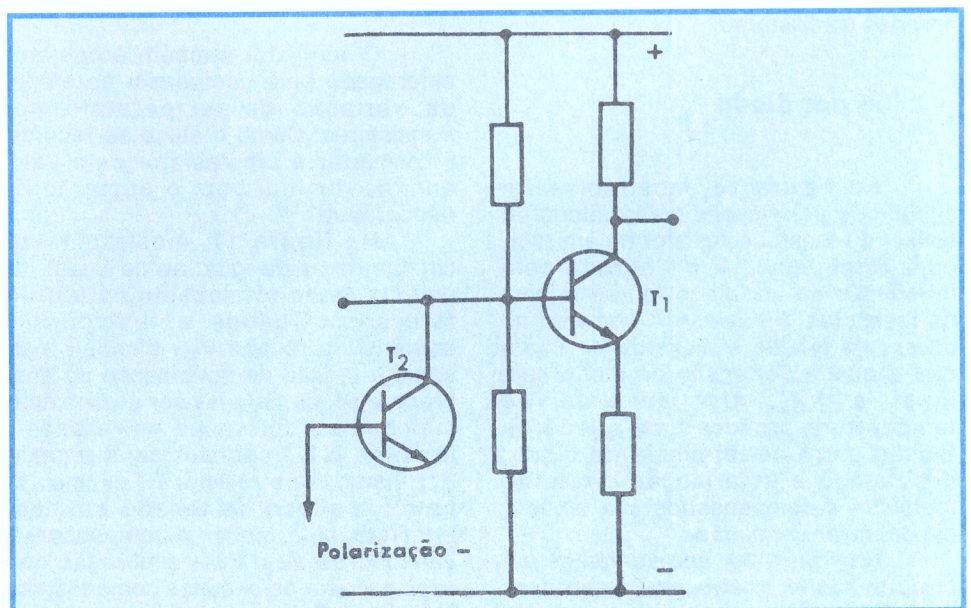
Figura 19 - Compensação por transistor.

VI - Influência da polarização na amplificação de CA

Tudo o que se apresentou até agora nesta lição especial se relaciona exclusivamente com o funcionamento do transistor em corrente contínua, ou seja, com a escolha dos componentes de polarização, de modo a manter razoavelmente estável o ponto quiescente.

Entretanto, o aluno sabe que o ganho do circuito depende do transistor e dos componentes a ele associados, o que significa que a inclusão de resistores para estabilização afetará o ganho em CA.

Para finalizar está lição especial, vamos calcular o fator de estabilidade e avaliar o ganho do circuito amplificador de tensão mostrado na **figura 20**, enquanto que, na **figura 21**, apresentamos uma montagem, em placa de fibra de vidro, deste circuito. Admitamos que nas condições de funcionamento a resistência de entrada de T_1 (h_{ie}) seja de 2 500 Ω e o fator de amplificação de corrente (ß ou h_{fe}) seja de 100, e que para o transistor T_2 sejam válidas as condições: h_{ie} = 1 300Ω e h_{fe} = 90. As características do gerador de entrada são: R_g = 25 K e V_g = 0,005 V.A resistência de saída é de 2500Ω.
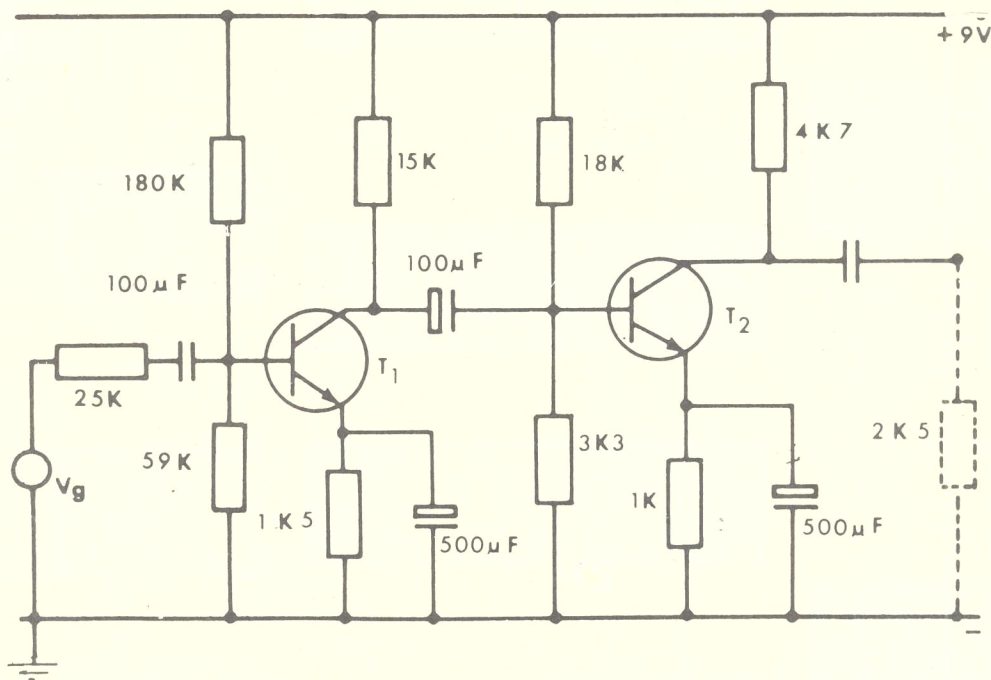
Figura 20 - Circuito para cálculo.
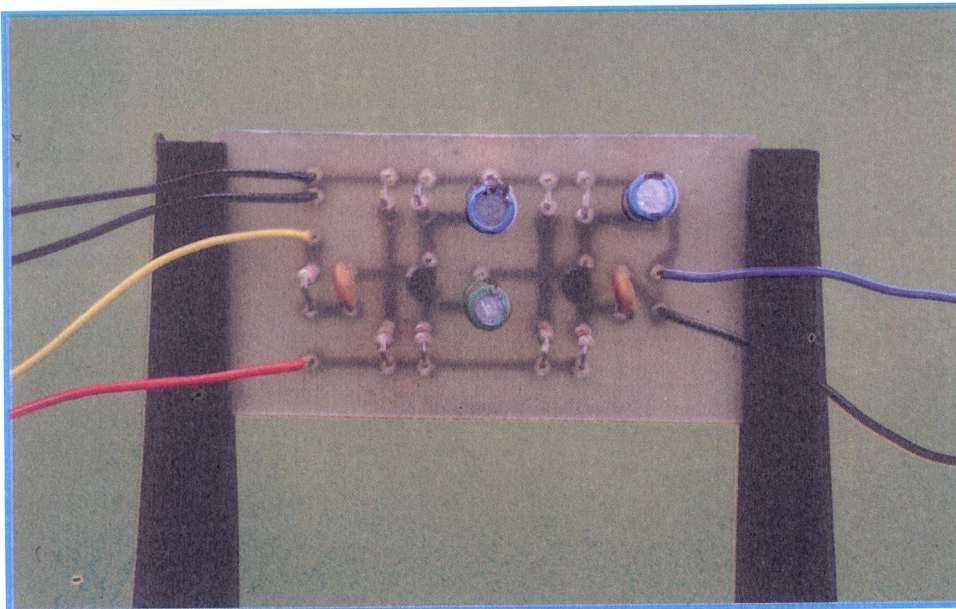
Figura 21 - Montagem do circuito anterior.

Solução:

1º) Fator de estabilidade

a) para o primeiro transistor:

O fator de estabilidade é calculado pela expressão:

$$S = \frac{R_e + R_b}{R_e + \frac{R_b}{\beta + 1}}$$

onde R_e é o resistor do emissor e R_b a resistência equivalente de base, ou seja; R_1 em paralelo com R_2. Para o 1º transistor, $R_1 = 180\ K\Omega$ e $R_2 = 59\ K\Omega$; logo:

$$R_b = \frac{180\ K \times 59\ K}{180\ K + 59\ K} = \frac{180 \times 59}{239}\ K = 44{,}435\ K$$

Como R_e = 1K5 e ß = 100, teremos:

$$S = \frac{1\,500 + 44\,435}{1\,500 + \frac{44\,435}{101}} = \frac{45\,945}{1500 + 439{,}95}$$

$$S = \frac{45\,935}{1\,939{,}95} = 23{,}678$$

b) para o segundo transistor:

R_{b2} = 18 K em paralelo com 3K3, ou seja:

$$R_{b2} = \frac{18\ K \times 3{,}3\ K}{18\ K + 3{,}3\ K} = \frac{18 \times 3{,}3}{21{,}3}\ K = 2\,788\ \Omega$$

Como R_e = 1 K, substituindo esses valores na fórmula do fator de estabilidade, teremos:

$$S = \frac{1\,000 + 2\,788}{1\,000 + \frac{2\,788}{91}} = \frac{3\,788}{1\,000 + 30{,}63}$$

$$S = \frac{3\,788}{1\,030{,}63} = 3{,}675$$

2º) Ganho em CA

Para o cálculo do ganho, usa-se a expressão aproximada:

$$G = \beta \frac{R'_L}{R_1}$$

onde ß é o fator de amplificação de corrente em CA (h_{fe}) na montagem em emissor comum, R'_L é a resistência de carga e R_1 é a resistência de entrada do transistor (h_{ie}).

a) Ganho do 2º estágio

A resistência de carga corresponde à associação em paralelo de R_L com R_o, ou seja, de 4K7 com 2K5, donde:

$$R'_L = \frac{4{,}7\ K \times 2{,}5\ K}{4{,}7\ K + 2{,}5\ K} = \frac{11{,}75}{7{,}2} K = 1\ 631\Omega$$

que será aproximado para 1 600 Ω.

A resistência de entrada do segundo transistor é:

$$h_{ie} = 1\ 300\ \Omega$$

Sendo $\beta_2 = 90$, o ganho do 2º estágio é:

$$G_{v_2} = \frac{90 \times 1\ 600}{1\ 300} = 110{,}76$$

ou 110, aproximadamente.

b) Ganho do 1º estágio

A resistência de carga do primeiro estágio corresponde à associação em paralelo da resistência equivalente de polarização (R_b) do 2º transistor, com a resistência de carga para CC do 1º transistor (R_L) e a resistência de entrada do 2º transistor, ou seja:

$R'_{L1} = R_{b2}$ em paralelo com R_{L1} em paralelo com h_{ie2}

Fazendo a associação separadamente e arredondando R_b para 2 800Ω , temos:

$$\frac{2\ 800 \times 1\ 300}{2\ 800 + 1\ 300} = \frac{3\ 640\ 000}{4\ 100} = 887{,}8\Omega$$

que em paralelo com 15 K (resistor de carga de T_1) dará:

$$\frac{887{,}8 \times 15\ 000}{887{,}8 + 15\ 000} = \frac{13\ 317\ 00}{15\ 887{,}8} = 838{,}19\Omega$$

ou 840Ω , aproximadamente.

Essa é, portanto, a resistência de carga do 1º estágio.

O ganho será:

$$G_{v1} = \beta_1 \frac{R'_{L1}}{h_{ie_1}}$$

$$G_{v1} = \frac{100 \times 840}{2\ 500} = 33{,}6$$

c) Ganho global

O ganho total do circuito será:

$$G_{vT} = G_{v1} \times G_{v2} = 110 \times 33{,}6 = 3\ 696$$

ou 3 700, aproximadamente.

A resistência de entrada do circuito é dada pela associação em paralelo de R_{b1} com h_{ie_1}, ou seja:

$$R_i = \frac{2\ 500 \times 44\ 435}{2\ 500 + 44\ 435} = \frac{111\ 087\ 500}{46\ 935} = 2\ 366{,}84$$

ou:

R_i = 2 370 Ω, aproximadamente

Com o gerador indicado no esquema, ou seja, de r_g = 25 000 Ω e V_g = 0,005 V, teremos na saída:

$$V_g = 0{,}005 \times \frac{2\ 370}{2\ 370 + 25\ 000} \times 3\ 700 = 1{,}6\ V$$

O ganho real do circuito é, portanto:

$$G = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1{,}6}{0{,}005} = 320$$

Observe o aluno a influência da resistência interna do gerador, no ganho do circuito.

Vocabulário

Conceitualmente: Relativamente a conceito, classificação.
Encarecemos: Exaltamos; recomendamos com interesse.
Imperioso: Impreterível; que não se pode deixar de fazer.
Inerente: Que por natureza está inseparavelmente ligado a alguma coisa.
Nítida: Bem clara; limpa.
Particularizaria: Tornaria particular, isto é, com características próprias, bem definidas; individualizaria.
Requerem: Precisam; demandam; pedem.
Restrito: Limitado; modificado na sua extensão.
Simétricas: Que estão em harmonia resultante de certas combinações e proporções regulares.
Supressão: Omissão; anulação; cores; eliminação.